

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Inventor: : **Hiroyasu MURATA, et al.**  
Filed : **Concurrently herewith**  
For : **DATA TRANSMISSION METHOD AND.....**  
Serial No. : **Concurrently herewith**

July 16, 2003

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

**PRIORITY CLAIM AND**  
**SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT**

S I R:

Applicant hereby claims priority under 35 USC 119 from **Japanese** patent application number **2002-246840** filed **August 27, 2002**, a copy of which is enclosed.

Respectfully submitted,



---

Thomas J. Bean  
Reg. No. 44,528

Katten Muchin Zavis Rosenman  
575 Madison Avenue  
New York, NY 10022-2585  
(212) 940-8800  
Docket No.: FUJI 20.513

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年 8月27日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-246840

[ ST.10/C ]:

[ JP2002-246840 ]

出 願 人

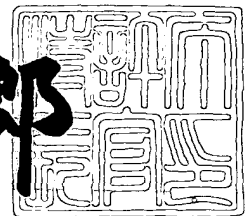
Applicant(s):

富士通株式会社

2002年12月20日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2002-3101120

【書類名】 特許願

【整理番号】 0251645

【提出日】 平成14年 8月27日

【あて先】 特許庁長官 太田 信一郎 殿

【国際特許分類】 H03F 1/32  
H03G 1/04

【発明の名称】 データ伝送方法及びデータ伝送装置

【請求項の数】 10

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

【氏名】 村田 博康

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

【氏名】 加來 尚

【特許出願人】

【識別番号】 000005223

【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

【識別番号】 100070150

【住所又は居所】 東京都渋谷区恵比寿4丁目20番3号 恵比寿ガーデンプレイスタワー32階

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊東 忠彦

【電話番号】 03-5424-2511

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002989

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0114942

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 データ伝送方法及びデータ伝送装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

時間軸において信号間にゼロ信号及び反転信号のうちのいずれかを挿入するように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階と、

前記段階で得られたデータを時間軸信号へ変換する段階とよりなるデータ伝送方法。

【請求項 2】

前記伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階は、時間軸において信号間に反転信号を挿入し且つ信号と反転信号との間にゼロ点を挿入するように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す構成の請求項 1 に記載のデータ伝送方法。

【請求項 3】

前記伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階は、伝送データを周波数軸上でコピーする段階よりなり、

前記信号を時間軸へ変換する段階では、前記伝送データと前記段階で得られたコピーデータとを並列に処理する構成とされてなる請求項 1 又は 2 に記載のデータ伝送方法。

【請求項 4】

前記伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階は、信号から当該信号を所定時間遅延させた信号を差し引く差分段階よりなる請求項 1 乃至 3 の内のいずれか一項に記載のデータ伝送方法。

【請求項 5】

前記差分段階による処理の周波数特性のロールオフ率を低減させた構成の請求項 4 に記載のデータ伝送方法。

【請求項 6】

時間軸において信号間にゼロ点信号及び反転信号のうちのいずれかが挿入されるように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す周波数軸上処

理手段と、

前記周波数軸上処理手段で得られたデータを時間軸信号へ変換する時間軸変換手段とよりなるデータ伝送装置。

【請求項 7】

前記周波数軸上処理手段は、時間軸において信号間に反転信号が挿入され且つ信号と反転信号との間にゼロ点が挿入されるように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す構成の請求項 6 に記載のデータ伝送装置。

【請求項 8】

前記周波数軸上処理手段は、伝送データを周波数軸上でコピーするコピー手段よりなり、

前記時間軸変換手段は、伝送データと前記コピー手段で得られたコピーデータとを並列に処理する構成とされてなる請求項 6 又は 7 に記載のデータ伝送装置。

【請求項 9】

前記周波数軸上処理手段は、信号から当該信号を所定時間遅延させた信号を差し引く遅延差分手段よりなる請求項 6 乃至 8 の内のいずれか一項に記載のデータ伝送装置。

【請求項 10】

前記遅延差分手段の周波数特性のロールオフ率を低減させた構成の請求項 9 に記載のデータ伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、データ伝送方法及びデータ伝送装置に係り、特に電力線を用いて高速データ通信を行うための電力線搬送通信用モデム等に適用され、信号送信に伴って電力線から放射される漏洩電磁界(電磁波)を抑制し、他の受信機への妨害電波を減少させる漏洩電磁界抑圧効果を有するデータ伝送方法及びデータ伝送装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

図 1 に電力線搬送通信システムの構成例を示す。同図の例において、電力線は、配電変電所 9-1 と柱上変圧器 9-3 との間に配される 6.6 kV の高圧配電線 9-2 と、柱上変圧器 9-3 と家屋 9-6 との間に配される 100 V / 200 V 低圧配電線 9-4 及び引込み線 9-5 とから成る。

当該電力線搬送通信システムでは、配電変電所 9-1 のアクセスノード 9-1-1 と柱上変圧器 9-3 内に設けられたモデムとの間に、高圧配電線 9-2 と並行して光ファイバを設置してその間の光信号によるデータ伝送を可能としている。又、柱上変圧器 9-3 と家屋 9-6 内のコンセントに差し込まれたモデムとの間は、100 V / 200 V 低圧配電線 9-4 と引込線 9-5 と屋内配線 9-7 とを経由したデータ伝送が可能である。

ここで、上記データ伝送において、低圧配電線 9-4、引込線 9-5 及び屋内配線 9-7 には、多くの家電機器が接続され、核家電機器のスイッチング電源やインバータ回路などからランダムな雑音が放出され、それらの雑音によって通信品質が劣化するおそれがある。このため、このような電力線搬送通信によるデータ伝送には、雑音に強いと言われる FM 変調方式、FSK 変調方式、PSK 変調方式又はスペクトラム拡散方式等を用いたり、或いはマルチキャリア変調方式や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式等を導入し、雑音の多いキャリア帯域を避けて通信を行う等の技術の適用が試みられている。

#### 【0003】

他方、このような電力線搬送通信システムでは、当該電力線搬送通信の信号搬送に伴う電力線からの放射漏洩電磁界によって他の通信又は放送メディアに影響が生ずるおそれがある。特に短波放送の受信機に対するノイズによって短波放送の放送内容が聴きづらくなる等の問題点の発生が危惧される。

#### 【0004】

このような放射漏洩電磁界による他の通信等へのノイズ等による影響低減のための対策として、当該電力線搬送における送信レベルを低下させることが考えられる。ところがこのように電力線搬送通信の送信レベルを低下させた場合、上述の如く家電機器のスイッチング電源やインバータ回路などから放出される雑音等

によって電力線搬送の通信品質が著しく劣化してしまう。

また、電力線には至る所に分岐点があり、そのために後述するマルチパスが生じ、もって特定周波数の送信信号は分岐点で反射して逆相となって送信側に戻って来る。図 2 はこのようなマルチパスによる反射波の生じる電力線の等価回路を示す。同図において、1 0 - 1 は柱上変圧器のモデムの送信部、1 0 - 2 は家屋内のモデムの受信部を夫々示し、柱上変圧器モデム送信部 1 0 - 1 と家屋内モデム受信部 1 0 - 2 との間は多数の分岐点を有する電力線 1 0 - 3 により接続されている。

これら多数の分岐点で反射されて生じた  $n$  個の反射波は、夫々  $\Delta t_1 \sim \Delta t_n$  の遅延時間の後に柱上変圧器モデム送信部 1 0 - 1 側の電力線に戻り合成される。そして、或る周波数の送信信号ではそれらの反射波と送信波とが重なり合って電圧がゼロとなる点、即ち、インピーダンスがゼロとなる点が生じ、その点で大きな信号電流が流れ、もって大きな漏洩電磁界(電磁波)を生じることになる。

又、電力線搬送通信システムでは、柱上変圧器のモデムから見ると低圧配電線はインダクタに見え、また、低圧配電線に接続された引込み線及び屋内配線はコンデンサに見える。更に、屋内配線に接続された各種家電機器は、雑音防止用のコンデンサを AC 1 0 0 V 線間に接続しているため、大きな容量性負荷を呈する。

従って、柱上変圧器のモデムから電力線を見ると、その出カインピーダンスを含めて R、L、C の直列共振回路となる。図 3、(a) は柱上変圧器のモデムから電力線を見た等価回路を示し、図 3、(b) は電力線に流れる信号電流の周波数特性を示す。

図 3、(a) において、R は柱上変圧器のモデムの出カインピーダンス、L は低圧配電線のインダクタ、C は引込み線及び屋内配線等によるコンデンサを表し、それらは直列共振回路を構成する。そのため、共振周波数  $f_0 = 1 / \{ 2 \pi \sqrt{LC} \}$  でインピーダンスが最小となり、図 3、(b) に示すように、この周波数の信号によって大きな電流が流れ、もって大きな漏洩電磁界波を生じることとなる。

#### 【 0 0 0 5 】

又、電力線は分布定数回路となり、分岐回線により共振周波数の異なる複数の



直列共振回路が生じる。図 4, (a), (b) は送信信号の周波数帯域で複数の共振点が発生する様子を示す。即ち、図 4, (a), (b) は夫々インピーダンス及び流れる電流の周波数に応じた変化の様子を示している。同図に示すように、幾つかの共振点（図中、矢印で示される点）でインピーダンスが極小となり、その点で電流は極大となり大きな漏洩電磁波を生じる。

又、電力線の各分岐回線はアンテナとして働き、例えば、共振周波数が 3 0 M H z の場合、電波の伝播速度は  $3 \times 10^8$  [m / s] であるので、波長は 1 0 m となり、半波長の 5 m の回線長毎に図 5 に示すように、最大電流 (I) / 最大電圧 (V) となる節が発生する。

共振周波数の整数倍の周波数によっても同様に共振が発生し、それらの共振周波数の半波長の点で夫々大きな漏洩電磁界を生じる。家電機器には容量性の負荷があるため、約 1 0 0 k H z 以上の共振周波数の半波長の各点で大きな漏洩電磁界を生じる。

#### 【発明が解決しようとする課題】

本発明は、電力線や電話線又は同軸伝送路等の反射波を生ずる通信回線を用いて信号を伝送する際に、反射波や符号間干渉により大きな電流が流れて大きな漏洩電磁界が発生するのを防ぐ漏洩電磁界抑圧効果を有するデータ伝送方法及びデータ伝送装置を提供することを目的とする。

#### 【課題を解決するための手段】

本発明は上記目的の達成のため、時間軸において信号間にゼロ点信号及び反転信号のうちのいずれかを挿入するように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施し、その後、そのようにして得られた信号を時間軸信号へ変換する構成である。

#### 【0 0 0 6】

この構成とすることにより、高速逆フーリエ変換処理等の、周波数軸上のデータを時間軸信号へ変換する処理を施す前の段階で、ゼロ点挿入又は反転信号挿入処理を行う。そして、その場合に、当該ゼロ点挿入又は反転信号挿入処理の結果得られるデータが、前記周波数軸上のデータを時間軸信号に変換する処理で扱うポイント数、即ちキャリア数に合致するように、予め伝送データを割り当てるポ

イント数を決定可能である。従って、周波数軸上のデータを時間軸信号へ変換する処理のための構成を、固定されたポイント数を扱う構成とすることが可能であり、もって当該構成の簡素化が可能である。

【0007】

よって、簡易な構成にて、伝送路の条件等に対応して漏洩磁界抑制効果を調整可能な、漏洩磁界を効果的に抑制可能なデータ伝送方式を提供可能である。

【0008】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態について説明する前に、本出願人による先願である特願 2002-015098 号（2002 年 1 月 24 日出願）にて提案されている「漏洩電磁界抑制方法並びに漏洩電磁界抑制送信方法及び装置」について図 6，（a）乃至（d）を参照して説明する。

前述のごとく電力線は分岐回線により図 6，（a）に示すような等価回路となり、連続して送信した信号とその送信した信号が分岐点で反射した逆相の反射波として戻ってきた信号とが合成され、電流が極大となる点が幾つか生じる。そのような電力線のインパルス応答波形の幅は、例えば最大で約  $2 \mu s$  となる。

ここで、図 6，（b）に示すように 1.7 MHz ～ 30 MHz の伝送帯域で、送信データに対応したインパルスを  $2 \mu s$  の間隔で図 6，（c）に示すように送出する。そうすることにより、図 6，（d）に示すように、逆相の反射波による干渉を防止可能である。従って干渉波と重なって電圧がゼロとなる現象、即ち大電流が流れる現象の発生を防止出来、漏洩電磁界を抑圧することが可能となる。

更に図 7 に示すように、電力線に許容されている高帯域（例えば 30 M ボー）でインパルスをナイキスト伝送し、インパルス間にはナイキスト間隔位置にゼロ点（図中、黒丸で示される点）を（例えば約 33 ns の間隔で）挿入する。更にインパルス応答が互いに重ならないようにインパルスの生成間隔を電力線のインパルス応答波形幅（約  $2 \mu s$ ）分空けて送信する。こうすることにより、反射波及び符号間の干渉が抑圧され、干渉によって大電流が流れることを防ぎ漏洩電磁界を低減することが出来る。

【0009】

又、第1のインパルスを送信し、当該インパルス送出後、直ちに第1のインパルスと180度位相の異なる（反転）第2のインパルスを送信して信号を伝送することにより、反射波を低減し漏洩電磁界を抑圧することが出来る。この漏洩電磁界抑圧の様子を図8、（a）乃至（f）に示す。

図8、（a）に示すように第1のインパルスを送信すると、図8、（b）に示すように該第1のインパルスによる反射波が戻る。そこで、図8、（c）に示すように第1のインパルスと180度位相の異なる第2のインパルスを第1のインパルスの直後に送信する。その結果、該第2のインパルスによる反射波は、図8、（d）に示すように、図8、（b）に示される第1のインパルスによる反射波が反転された如くの波形となって戻る。

#### 【0010】

その結果、電力線上では、図8、（e）に示すように、第1のインパルスの反射波と第2のインパルスの反射波とが互いに反転した波形であるため、互いに打ち消し合い、反射波による漏洩電磁界を低減することが出来る。図8、（f）は直前のインパルスと180度位相の異なるインパルスとを連続して送信したときの波形を示している。この場合でも、連続送信したインパルスの反射波が交互に極性が反転するため、互いに打ち消し合い、漏洩電磁界を低減することが出来る。

#### 【0011】

図9は上記先願で提案されている、インパルス応答間隔を空けて送信する方式を適用した柱上変圧器のモデムの構成例を示す。同図において、スクランブラー（SCR、S/P）は、送信信号（SD）のスクランブル処理を行うと共にシリアル信号をパラレル信号に変換し、ベクトル和分回路（G/N、和分）に送出する。

ベクトル和分回路は入力されたパラレル信号に対し、グレイバイナリコード（G）であった信号をナチュラルバイナリコード（N）に変換する処理を施し、更に、受信側で位相検出するために用いるベクトル差分回路（差分、N/G）に対応したベクトル和分演算を行った後、信号点発生部4-1に送出する。

#### 【0012】

信号点発生部4-1は、送信データを所定の変調単位で所定のビット数ずつ区切り、そのビット数に対応した信号点を1つ発生する。例えば2ビットずつに区

切った場合、図 1 0、(a) に示すように  $2^2 = 4$  通りの信号点の 1 つを発生する。

### 【 0 0 1 3 】

これらの信号点は図 1 0、(b) に示すように、実部 (R e a l) 及び虚部 (I m a g i n a l) のインパルスとして発生され、それらは反射波が十分消滅する時間長 (例えば  $2 \mu s$ ) の間隔を空けて発生される。そして、次の送信信号との間にはゼロ点挿入部 4 - 2 によりゼロ点信号が挿入された後、ロールオフフィルタ (R O F 1) により帯域を電力線搬送通信に許容された帯域に制限されて波形整形される。そして図 1 0、(c) に示すように送信信号が出力される。

このような送信信号は変調回路 (M O D) によって変調され、更に D / A 変換回路 (D / A) によりデジタル信号からアナログ信号に変換された後、ローパスフィルタ (L P F) により電力線搬送波の周波数帯域を含む低周波帯域の信号が抽出され、送信線路 T X - l i n e に送出される。

送信線路 T X - l i n e へと送出された送信信号は、対向するモデムによって受信線路 R X - l i n e から受信され、そのバンドパスフィルタ (B P F) により所定の周波数帯域成分のみが抽出され、A / D 変換回路 (A / D) によりデジタル信号に戻される。

このデジタル化された受信信号は復調回路 (D E M) によりベースバンドの信号に変換され、ロールオフフィルタ (R O F 2) により波形整形され、その出力信号は V C X O (V o l t a g e C o n t r o l l e d C r y s t a l O s c i l l a t o r : 電圧制御水晶発振) 型位相ロックループ回路 (P L L ・ V C X O) に送出される。

当該 V C X O 型位相ロックループ回路は、ゼロ点の位相を抽出し、該ゼロ点の位相を A / D 変換器 (A / D) へのサンプリングタイミング信号として与えると共に、受信部のクロック (R X - C L K) 分配部 4 - 3 へも与える。

### 【 0 0 1 4 】

受信部のロールオフフィルタ (R O F 2) からの出力信号は又、ゼロ点削除部 4 - 4 により、そのゼロ点が削除された後、自動利得制御器 (A G C) により所定のレベルに利得制御される。その後、自動キャリア位相制御器 (C A P C) に

より位相合わせがなされ、更に判定回路（D E C）により受信信号の信号判定が行なわれる。そしてその判定結果がベクトル差分回路（差分、N/G）に出力される。

## 【 0 0 1 5 】

当該ベクトル差分回路は、送信部のベクトル和分回路（G/N、和分）でナチュラルバイナリコード（N）で送信されたと信号に対し、同回路による処理とは逆のベクトル差分演算を行った後、グレイバイナリコード（G）に戻してデスクランブラ（P/S、D S C R）に送出する。デスクランブラ（P/S、D S C R）は、このパラレルグレイコードをシリアル信号に変換してデスクランブル処理し、受信信号（R D）を得る。

## 【 0 0 1 6 】

又、送信部において、送信クロック分配回路（T X - C L K）は、送信クロック信号をゼロ点挿入部 4 - 2、D/A変換器（D/A）及びその他の各送信回路部へ分配する。また、受信部において、受信クロック（R X - C L K）分配部 4 - 3 は、V C X O型位相ロックループ回路（P L L・V C X O）から受信クロック信号を抽出し、該受信クロック信号をゼロ点削除部 4 - 4 及びその他の各受信回路部へ分配する。

## 【 0 0 1 7 】

尚、受信クロック（R X - C L K）分配部 4 - 3 は、V C X O型位相ロックループ回路（P L L・V C X O）から抽出されたゼロ点の位相を示すサンプリングタイミング信号を通過させているだけであり、この信号は単なるシンボルタイミング信号である。

次に、図 1 1 にマルチパス等化により反射波を打ち消す機能を有する前記先願にて提案されている構成について示す。この構成は柱上変圧器内のモデム等において、マルチパス等化部 6 - 1 を介して送信信号を電力線の通信回線 6 - 2 に送出するためのものである。通信回線 6 - 2 は、図 2 で説明したように多数の分岐点で反射し夫々の遅延時間で戻って来る n 個の反射波が合成されるため、その伝達関数は、

$$1 / (1 + k_1 \times Z^{-1} + k_2 \times Z^{-2} + \dots + k_n \times Z^{-n})$$

となる。

【0018】

そこで、柱上変圧器内のモデムに該反射波を打ち消すために、上記伝達関数の逆関数となる伝達関数のフィルタで構成したマルチパス等化部 6-1 を設ける。即ち、該マルチパス等化部 6-1 のフィルタには、その伝達関数が

$$1 + C_1 \times Z^{-1} + C_2 \times Z^{-2} + \dots + C_n \times Z^{-n}$$

となる FIR (Finite Pulse Response) フィルタを用いる。

該マルチパス等化部 6-1 は、想定される反射波の最大遅延時間に対応する  $n$  個の遅延素子 6-11 と、該  $n$  個の遅延素子 6-11 の各出力に所定の係数を乗じる乗算器 6-12 と、各係数を最小二乗法 (LMS) により算出して補正する係数補正部 6-13 と、入力された送信信号と出力される送信信号とを比較しその誤差信号を係数補正部 6-13 に出力する誤差算出部 6-14 と、各遅延素子 6-11 からの出力に所定の係数を乗じた信号を合成した信号を逆相で加算する合成加算部 6-15 とよりなる。

【0019】

係数補正部 6-13 は、誤差算出部 6-14 から出力される誤差信号が最小となるように各係数  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $\dots$ 、 $C_n$  を算出して補正する。こうすることにより、 $K_1 = C_1$ 、 $K_2 = C_2$ 、 $\dots$ 、 $K_n = C_n$  となり、マルチパス等化部 6-1 と電力線の通信回線 6-2 とを合わせた全体の伝送システムの伝達関数が 1 となる。その結果、図 4，(a) に示される如くのインピーダンスがゼロとなる共振点が無くなり、もって強い漏洩電磁波が発生するのを防ぐことが出来る。

図 12 に、図 6，(a) 乃至 (d) と共に説明した如くインパルス応答間隔を空け且つ図 8，(a) 乃至 (f) と共に説明した如く反射波を打ち消す機能を有する、前記先願にて提案されている柱上変圧器のモデムの構成例を示す。同図の構成例は図 9 に示した構成例にマルチパス等化部 6-1 を送信部に付加し、更に送信部に直交周波数分割多重 (OFDM) を行うための高速逆フーリエ変換部 7-1 及びガードタイム付加部 7-2 を設け、受信部に直交周波数分割多重による多重分離を行うための高速フーリエ変換部 7-3 を設けている。

## 【 0 0 2 0 】

マルチパス等化部 6-1 は図 1 1 に示したとおり受信ラインからの信号と送信信号とを比較し、その誤差信号を基に、マルチパス電力線の伝達関数と逆関数の伝達関数となるように F I R フィルタの係数を算出し、マルチパスの影響を除去するものである。

## 【 0 0 2 1 】

他方直交周波数分割多重（O F D M）は、図 1 3 に示すように多数の直交した最小の周波数間隔の搬送波周波数を持つデジタル変調波を同期多重した送信信号を連続的に送信する通信方式である。この直交周波数分割多重（O F D M）では、伝送信号がマルチキャリア変調信号となるため、単一搬送波で伝送する場合に比べてシンボル期間を長くすることが出来る。又、ガードタイム付加部 7-2 により時間軸でガードインターバルを付加することにより、図 2 に示す如くのマルチパス発生の場合でも符号間干渉を小さく出来るため、伝送特性を劣化が小さく出来、ゴーストの影響を抑制することが出来る。

尚、このガードインターバルの付加とは、サブチャネルの周波数間隔を変えずに、想定されるマルチパス波の遅延時間に応じて定められるガードインターバル分だけシンボル長を長くすることである。他方受信部では、マルチパス方式によるシンボル間干渉が想定されるガードインターバル部のシンボルデータを無視し、残りのシンボルデータで直交周波数分割多重（O F D M）データを復調するため、ノイズの影響を排除可能である。

本発明の実施例では、上記先願の構成に加え、更に同構成において見出された課題を解決することによって更に効果的に電力線搬送システムにおける漏洩電磁界の発生を抑制し得るデータ伝送方式を提供することを目的とする。

## 【 0 0 2 2 】

図 1 4 は、図 1 2 に示す先願の一構成における送信部の一部分を抜粋して示すブロック図である。即ち、同回路構成では、直交周波数分割多重（O F D M）を行うための高速逆フーリエ変換部 7-1 にて信号点発生部 4-1 にて発生された信号点を含む信号を周波数軸から時間軸へと変換する。そして、そこで得られた信号に対してゼロ点挿入部 4-2 によって図 7 に示す如くゼロ点を挿入する。も

って、図 6，（a）乃至（d）と共に説明した如く、送信信号のインパルス間の時間間隔が空けられ、連続送信されるインパルス間の相互干渉を防止可能である。更にマルチパス等化部 6-1 としての差分関数部 6-1 にて、様々なマルチパスを想定して夫々による反射波を相互相殺可能なように調整された態様にて逆相信号を加算する。その結果、図 8，（a）乃至（f）と共に説明した如く、想定されるマルチパスによる反射波を効果的に相殺し、もって漏洩電磁波の発生を効果的に抑制可能である。尚、以下の説明の便宜上、図 14 における差分関数部 6-1 は、図 11 に示すマルチパス等化部 6-1 に示す回路のうちのマルチパス一系統分のみを示している。

#### 【 0 0 2 3 】

ここで、当該構成において考えられる課題は以下の点である。

#### 【 0 0 2 4 】

（1）ゼロ点挿入部 4-2 におけるゼロ点挿入の個数は、当該データ伝送装置を適用する環境、即ち図 1 に示す如くの電力線搬送に使用される各種電力線の種別、長さ等の様々な条件によって決定される。しかしながら、このゼロ点挿入個数により、上記高速逆フーリエ変換部 7-1 におけるキャリア（搬送波）数であるポイント数を変更する必要がある。即ち、例えばゼロ点挿入無しの状態で 128 ポイント処理の高速逆フーリエ変換を基準とした場合、各信号点間にゼロ点一個を挿入する構成では信号の送信速度を基準の場合に比して半分にするため、これに対応して高速逆フーリエ変換の処理ポイント数を半分の 64 ポイントにする必要がある。同様に、各信号点間に 3 個のゼロ点を挿入する際には高速逆フーリエ変換の処理ポイント数を  $1/4$  の 32 ポイントにし、7 個のゼロポイント数挿入の際には処理ポイント数を  $1/8$  の 16 ポイントにする必要がある。このように多数の異なる処理ポイント数を有する逆フーリエ変換の構成を設ける必要があり、結果的に逆フーリエ変換部 7-1 の所要回路規模が増大してしまう。

#### 【 0 0 2 5 】

又、図 14 における差分関数部 6-1 は通常図 15，（a）、（b）に夫々実数成分、虚数成分を示す如くの差分関数特性を有するため、低域におけるキャリアの信号振幅が小さくなる。そのため、その部分の  $S/N$  が劣化する。以下にそ



の理由について説明する。即ち、このような差分関数部 6-1 の入力信号の振幅を  $x$ 、出力信号の振幅を  $y$  とした場合、図 1 4 に示す差分関数部 6-1 の特性は

$$y = x - x * Z^{-1} = x (1 - Z^{-1})$$

と表せる。ここで角周波数を  $\omega$ 、遅延タップ  $T$  の遅延時間を  $T$  とすると、 $Z = e^{j\omega T}$  なので、上式より

$$y/x = 1 - Z^{-1} = 1 - e^{-j\omega T}$$

$$= 1 - (\cos \omega T - j \sin \omega T)$$

$$= (1 - \cos \omega T) + j \sin \omega T$$

と表せる。従って、図 1 4 に示す差分関数部 6-1 は、図 1 5, (a)、(b) に示す如く関数による特性を有することとなる。

#### 【0026】

図 1 6 は、本発明の一実施例によるデータ伝送装置としてのモデムの構成を示し、当該回路構成は図 1 2 と共に説明した先願にて提案されているモデムの構成と同様である。但し、図 1 2 の回路構成におけるゼロ点挿入部 4-2 の代わりにコピー部 8-1 が設けられている。又、高速逆フーリエ変換部 7-1 とガードタイム挿入部 7-2 は、コピー部 8-1 と差分関数部（マルチパス等化部）6-1 との後工程に挿入されている。

#### 【0027】

この図 1 6 に示すモデムでは、コピー部 8-1 において、周波数領域において信号点発生部 4-1 にて発生された信号点をコピーする。そしてそのようにして得られた周波数領域の信号を高速逆フーリエ変換部 7-1 にて逆フーリエ変換を施すことで、後述の如く、時間軸において上記ゼロ点挿入と同等の効果が得られる。更に同モデムでは差分関数部 6-1 を上記コピー部 8-1 と高速逆フーリエ変換部 7-1 との間に挿入して差分関数によるベクトル乗算処理を施すことにより、後述の如く、振幅は同一で極性の異なる時間軸信号、即ち例えば図 8, (e) に示す如くの信号を発生可能である。よって、図 8, (e) と共に説明した如くにマルチパス現象による反射波の影響を相殺可能となる。

#### 【0028】

まず、図 1 7, (a) 乃至 (h) と共に、図 1 6 の回路構成中のコピー部 8-

1 による信号点コピーによるゼロ点挿入効果について説明する。図 1 7, (a) に示すように、周波数軸上で図 1 7, (b) に示す如くに信号点の集合であるデータと並列にゼロ点データを高速逆フーリエ変換部 7-1 に入力した場合、同図に示すように 2 倍の周波数帯域となり、図 1 7, (c) に示す如くの時間軸信号が得られる。他方、図 1 7, (d) に示すように、周波数軸上で図 1 7, (e) に示す如くに信号点の集合であるデータと並列に当該データのコピーを高速逆フーリエ変換部 7-1 に入力した場合、時間軸上では図 1 7, (f) に示す如く信号点間に一個のゼロ点が挿入された状態となる。同様に図 1 7, (g) に示す如くに周波数軸上でデータに並列に 3 個のコピーを（即ちデータを 4 並列入力を）高速逆フーリエ変換部に入力すると、時間軸上では図 1 7, (h) に示す如く、信号点間に 3 個のゼロ点が挿入された状態となる。

#### 【 0 0 2 9 】

即ち、周波数軸上で 6 4 ポイント分のデータを一回コピーして計 1 2 8 ポイント分のデータを高速逆フーリエ変換部 7-1 に入力した場合には時間軸上では各信号点間に 1 個のゼロ点が挿入された信号が形成される。同様に 3 2 ポイント分のデータを 3 回コピーしてやはり計 1 2 8 ポイント分のデータを入力した場合には時間軸上では各信号間に 3 個のゼロ点が挿入された信号が形成されることとなる。即ち、この場合、高速逆フーリエ変換の構成としては、ゼロ点挿入個数に限らず、常に 1 2 8 ポイント分の処理を行えば良く、もって高速逆フーリエ変換部 7-1 の構成を簡略化可能である。

#### 【 0 0 3 0 】

図 1 8 は、図 1 6 に示される信号点発生部 4-1 において発生された信号点をコピー部 8-1 にてコピーした状態を示している。尚、この場合は説明の便宜上 6 4 ポイントの高速逆フーリエ変換の場合の例を示しており、高速逆フーリエ変換部 7-1 の帯域の半分を元信号とし、残りの半分の帯域にコピー信号を割り当てている。又、この場合の高速逆フーリエ変換の周波数特性は一例として、その傾斜が余弦二乗特性の場合を想定している。これにより、高速逆フーリエ変換出力として、応答幅の広い余弦二乗のインパルス応答が得られ、当該出力信号においては信号点間にゼロ点 1 個が挿入された状態となる。

## 【 0 0 3 1 】

更に、図 1 6 に示される如く、コピー部 8 - 1 と高速逆フーリエ変換部 7 1 との間には差分関数部 6 - 1 が挿入されている。当該差分関数部 6 - 1 は図 1 5, (a)、(b) に示される如くの特性を有する。従って、例えば図 1 8 に示す如くの周波数軸の信号がコピー部 8 - 1 から入力された場合、当該入力信号に対して図 1 5, (a)、(b) に示される差分関数がベクトル乗算される。ここで、当該差分関数部 6 - 1 の機能を説明するために、仮に当該差分関数部 6 - 1 が設けられず、コピー部 8 - 1 の出力を直接高速逆フーリエ変換部 7 - 1 に入力して高速逆フーリエ変換を施して時間軸信号に変換した場合に得られる波形を図 1 9 に示す。図 1 9 に示す如く、前述のコピー部 8 - 1 によるコピー処理によってゼロ点が挿入される結果、現信号  $S_o$  とゼロ点  $Z$  とが交互に現れる波形となる。

## 【 0 0 3 2 】

他方、本実施例に従ってコピー部 8 - 1 の出力を一旦差分関数部 6 - 1 に入力し、同部にて上述の差分関数処理が施された後に高速逆フーリエ変換部 7 - 1 にて高速逆フーリエ変換が施されて時間軸信号に変換された場合、図 2 0 に示す如く、上記コピー部 8 - 1 による信号点コピー処理によって時間軸信号としてはゼロ点  $Z$  が挿入され更に当該ゼロ点  $Z$  が反転データ  $S_i$  に変換された信号が得られる。即ち、余弦二乗のインパルス応答が、現信号  $S_o$  とその反転信号  $S_i$  の順に出力される。尚、上記例はコピーの回数が一回の例であったが、コピー部 8 - 1 におけるコピーの回数を増やすことで、更に現信号  $S_o$  とその反転信号  $S_i$  の組の間に 0 点  $Z$  を挿入することが出来、もって漏洩磁界抑制効果を適宜調整することが出来る。以下にその際の具体例について説明する。

## 【 0 0 3 3 】

図 2 1 は、上記の場合同様 6 4 ポイントの高速逆フーリエ変換の場合の例を示しており、高速逆フーリエ変換部 7 - 1 の帯域の  $1/4$  を元信号とし、残りの  $3/4$  の帯域に、夫々  $1/4$  毎に 1 個のコピー信号を割り当てている。この結果、その出力信号においては、図 2 3 に示す如く、信号点間にゼロ点 ( $Z$ ) 2 個が挿入された状態となる。尚、図 2 2 はこの場合の差分関数部 6 - 1 による処理を経ないで高速逆フーリエ変換を施した場合に得られる波形を示す。即ち、差分関数

部 6-1 の処理により、コピー処理で挿入された 3 個のゼロ点 Z の内の一個が反転信号  $S_i$  となっている。その結果、図 2 3 に示す如く、余弦二乗インパルス応答が現信号とその反転信号の順に出力される際に、現信号  $S_o$  と反転信号  $S_i$  との間にゼロ点 Z が 2 個挿入された形態となる。

## 【 0 0 3 4 】

図 2 4 は、上記の場合同様 6 4 ポイントの高速逆フーリエ変換の場合の例を示しており、高速逆フーリエ変換部 7-1 の帯域の  $1/8$  を元信号とし、残りの  $7/8$  の帯域に、夫々  $1/8$  毎に 1 個のコピー信号を割り当てている。この結果、その出力信号においては、図 2 6 に示す如く、信号点間にゼロ点 (Z) 6 個が挿入された状態となる。尚、図 2 5 はこの場合の差分関数部 6-1 による処理を経ないで高速逆フーリエ変換を施した場合に得られる波形を示す。即ち、差分関数部 6-1 の処理により、コピー処理で挿入された 7 個のゼロ点 Z の内の一個が反転信号  $S_i$  となっている。その結果、図 2 6 に示す如く、余弦二乗インパルス応答が現信号  $S_o$  とその反転信号  $S_i$  の順に出力される際に、現信号  $S_o$  と反転信号  $S_i$  との間にゼロ点 Z が 6 個挿入された形態となる。

## 【 0 0 3 5 】

又、上述の実施例に対する変形例として、図 1 6 に示す差分関数部 6-1 の特性である差分関数の傾斜を図 1 5, (a)、(b) に示す如くの 100% 余弦二乗特性から変更して、図 2 7, (a)、(b) に示す如く、フラットな領域を持たせ、更にその領域を広げる特性とする。その結果、低域側の  $S/N$  の劣化を抑制することができる。尚、図 2 7, (a)、(b) に示す如くの差分関数特性は、差分関数部 6-1 において余弦二乗特性のロールオフ率を小さくすることで実現可能である。

## 【 0 0 3 6 】

以下、図 2 8, (a)、(b) と共に、図 2 7, (a)、(b) に示す差分関数部 6-1 の周波数特性の一例の数式的特徴について述べる。この例の場合、帯域幅を 25 MHz とし、ロールオフ率を 20% としている。この場合の差分関数部 6-1 の周波数特性の実軸成分  $H_r(\omega)$  を式で表すと次のようになる。

$$H_r(\omega) = \cos^2 [\omega / (4\omega_x)] \pi \quad (0 \leq \omega \leq 2\omega_x \text{ の場合})$$

$$= 1 \quad (2\omega_x \leq \omega \leq \omega_c - \omega_x \text{ の場合})$$

$$= \cos^2 [\{\omega - (\omega_c - \omega_x)\} / (4\omega_x)] \pi$$

$$(\omega_c - \omega_x \leq \omega \leq \omega_c + \omega_x \text{ の場合})$$

他方、虚軸成分  $H_i(\omega)$  は以下の式で表せる。

$$H_i(\omega) = \cos^2 [\omega / (4\omega_x) + 1/4] \pi$$

$$(0 \leq \omega \leq \omega_x \text{ の場合})$$

$$= 1/2 \quad (\omega_x \leq \omega \leq \omega_c - \omega_x \text{ の場合})$$

$$= \cos^2 [\{\omega - (\omega_c - \omega_x)\} / (4\omega_x)] \pi$$

$$(\omega_c - \omega_x \leq \omega \leq \omega_c + \omega_x \text{ の場合})$$

$$= -1/2 \quad (\omega_c + \omega_x \leq \omega \leq 2\omega_c - \omega_x \text{ の場合})$$

$$= \cos^2 [\{\omega - (2\omega_c - \omega_x)\} / (4\omega_x) + 1/4] \pi$$

$$- 1/2$$

$$(2\omega_c - \omega_x \leq \omega \leq 2\omega_c \text{ の場合})$$

このように本発明の実施例によれば、漏洩電界抑制の目的で時間軸において、図 7、19、22、25 等を示す如くの現信号の信号点間にゼロ点挿入するだけの構成、又は図 8、(e)、図 20、23、26 等を示す如くの現信号の次に現信号を  $180^\circ$  反転した信号を出力する構成のいずれの場合においても、同じポイント数の高速逆フーリエ変換にて処理可能である。従って高速逆フーリエ変換部 7-1 の構成を簡略化可能である。

【0037】

又、漏洩電界抑制のため、時間軸において現信号の次に現信号に対し  $180^\circ$  反転した信号を出力することによって符号間干渉の防止及び反射波の相殺を打ち消す構成において、図 19 乃至 26 と共に説明した如く、現信号間又は現信号と現信号を  $180^\circ$  反転した信号の組の間に挿入するゼロ点の個数を高速逆フーリエ変換処理における処理ポイント数を変えることなく任意に調整可能である。このようにして次の信号又は  $180^\circ$  反転信号との間にゼロ点挿入することにより、漏洩電界抑制効果を効果的に増加可能である。

## 【 0 0 3 8 】

又、図 19 乃至 26 と共に説明した如く、高速逆フーリエ変換入力としての信号点に対して差分関数をベクトル乗算することにより、容易に上記現信号に対して  $180^\circ$  反転した信号を得ることが可能である。

## 【 0 0 3 9 】

又、図 27, (a) 乃至図 28, (b) と共に説明した如く、当該差分関数の余弦二乗特性のロールオフ率を小さくして、使用帯域内信号の減衰を最小限にする構成を採ることにより、信号の  $S/N$  を向上させることが可能である。

## 【 0 0 4 0 】

本発明は、以下の付記に記載の構成を含む。

## 【 0 0 4 1 】

## (付記 1)

時間軸において信号間にゼロ信号及び反転信号のうちのいずれかを挿入するように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階と、

前記段階で得られた信号を時間軸信号へ変換する段階とよりなるデータ伝送方法。

## 【 0 0 4 2 】

## (付記 2)

前記伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階は、時間軸において信号間に反転信号を挿入し且つ信号と反転信号との間にゼロ点を挿入するように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す構成の付記 1 に記載のデータ伝送方法。

【 0 0 4 3 】

(付記 3)

前記伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階は、伝送データを周波数軸上でコピーする段階よりなり、

前記信号を時間軸へ変換する段階では、前記伝送データと前記段階で得られたコピーデータとを並列に処理する構成とされてなる付記 1 又は 2 に記載のデータ伝送方法。

【 0 0 4 4 】

(付記 4)

前記伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す段階は、信号から当該信号を所定時間遅延させた信号を差し引く差分段階よりなる付記 1 乃至 3 の内のいずれかに記載のデータ伝送方法。

【 0 0 4 5 】

(付記 5)

前記差分段階による処理の周波数特性のロールオフ率を低減させる構成の付記 4 に記載のデータ伝送方法。

【 0 0 4 6 】

(付記 6)

前記信号を時間軸に変換する段階は、高速逆フーリエ変換処理を実行する段階よりなる付記 1 乃至 5 のうちのいずれかに記載のデータ伝送方法。

【 0 0 4 7 】

(付記 7)

前記伝送データをコピーする段階では、伝送データとコピーデータとを併せたデータが前記高速逆フーリエ変換処理におけるキャリア数であるポイント数に対応するように伝送データを割り当てるポイント数を決定する構成の付記 6 に記載のデータ伝送方法。

【 0 0 4 8 】

(付記 8)

前記伝送データをコピーする段階は、コピーによって生成されるコピーデータ

の数が調整可能な構成の付記 3 乃至 7 のうちのいずれかに記載のデータ伝送方法。

【 0 0 4 9 】

(付記 9)

時間軸において信号間にゼロ点信号及び反転信号のうちのいずれかが挿入されるように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す周波数軸上処理手段と、

前記周波数軸上処理手段で得られたデータを時間軸信号へ変換する時間軸変換手段とよりなるデータ伝送装置。

【 0 0 5 0 】

(付記 1 0)

前記周波数軸上処理手段は、時間軸において信号間に反転信号が挿入され且つ信号と反転信号との間にゼロ点が挿入されるように、伝送データに対して周波数軸において所定の処理を施す構成の付記 9 に記載のデータ伝送装置。

【 0 0 5 1 】

(付記 1 1)

前記周波数軸上処理手段は、伝送データをコピーするコピー手段よりなり、

前記時間軸変換手段は、伝送データと前記コピー手段で得られたコピーデータとを並列に処理する構成とされてなる付記 9 又は 1 0 に記載のデータ伝送装置。

【 0 0 5 2 】

(付記 1 2)

前記周波数軸上処理手段は、信号から当該信号を所定時間遅延させた信号を差し引く遅延差分手段よりなる付記 9 乃至 1 1 の内のいずれかに記載のデータ伝送装置。

【 0 0 5 3 】

(付記 1 3)

前記遅延差分手段の周波数特性のロールオフ率を低減させた構成の付記 1 2 に記載のデータ伝送装置。

【 0 0 5 4 】



(付記 1 4)

前記時間軸変換手段は、高速逆フーリエ変換処理を実行する手段よりなる付記 9 乃至 1 3 のうちのいずれかに記載のデータ伝送装置。

【 0 0 5 5 】

(付記 1 5)

前記コピー手段は、伝送データとコピーデータとを併せたデータが前記高速逆フーリエ変換処理におけるキャリア数であるポイント数に対応するように伝送データを割り当てるポイント数を決定する構成の付記 1 4 に記載のデータ伝送装置。

【 0 0 5 6 】

(付記 1 6)

前記コピー手段は、コピーによって生成されるコピーデータの数が調整可能な構成の付記 1 1 乃至 1 5 のうちのいずれかに記載のデータ伝送装置。

【 0 0 5 7 】

【発明の効果】

このように本発明では、高速逆フーリエ変換処理等の、周波数軸上のデータを時間軸信号へ変換する処理を施す前の段階で、ゼロ点挿入又は反転信号挿入処理を行う。そして、その場合に、当該ゼロ点挿入又は反転信号挿入処理の結果得られるデータが、前記周波数軸上のデータを時間軸信号に変換する処理で扱うポイント数、即ちキャリア数に合致するように、予め伝送データを割り当てるポイント数を決定可能である。従って、周波数軸上のデータを時間軸信号へ変換する処理のための構成を、固定されたポイント数を扱う構成とすることが可能であり、もって当該構成の簡素化が可能である。

【 0 0 5 8 】

よって、簡易な構成にて、伝送路の条件等に対応して漏洩磁界抑制効果を調整可能な、漏洩磁界を効果的に抑制可能なデータ伝送方式を提供可能である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明を適用可能な電力線搬送通信システムの構成例を説明するための図であ

る。

【図 2】

図 1 に示される如くのシステムにおいて発生する恐れのある、マルチパスによる反射波の発生原理を説明するための図である。

【図 3】

図 1 のシステムにおける、柱上変圧器内に設置されたモデムから伝送線路としての電力線を見た際の等価回路を説明するための図である。

【図 4】

図 2 に示す反射波の影響等によって特定の周波数における共振点の発生について説明するための図である。

【図 5】

図 4 に示す共振点の発生の原因となる、電力線上に生じ得る最大電流／最大電圧の節について説明するための図である。

【図 6】

本発明の実施例による構成及び作用効果について説明するための図である。

【図 7】

本発明の実施例によるゼロ点挿入処理について説明するための図である。

【図 8】

本発明の実施例による反転信号挿入による効果を説明するための図である。

【図 9】

先願に開示されたモデムの構成例（その 1）を示す図である。

【図 1 0】

図 9 に示す構成における信号波形について説明するための図である。

【図 1 1】

本発明の実施例によるマルチパス等化部（差分関数部）の構成例を示す図である。

【図 1 2】

先願に開示されたモデムの構成例（その 2）を示す図である。

【図 1 3】

直交周波数分割多重方式を説明するための図である。

【図 1 4】

図 1 2 に示す構成における課題を説明するための図である。

【図 1 5】

本発明の実施例における差分関数部の一例の周波数特性を示す図である。

【図 1 6】

本発明の実施例によるデータ伝送装置であるモデムの概略構成を説明するための図である。

【図 1 7】

本発明の実施例のコピー部のコピー処理によるゼロ点挿入効果を説明するための図である。

【図 1 8】

図 1 6 に示すコピー部の一例の出力信号を説明するための波形図である。

【図 1 9】

図 1 8 に示す信号が図 1 6 に示す差分関数部を経ないで直接高速逆フーリエ変換部で処理された状態の一例の信号波形を説明するための図である。

【図 2 0】

図 1 8 示す信号が差分関数部を経た後に高速逆フーリエ変換部で処理された際の一例の信号波形を説明するための図である。

【図 2 1】

図 1 6 に示すコピー部の他の例の出力信号を説明するための波形図である。

【図 2 2】

図 2 1 に示す信号が図 1 6 に示す差分関数部を経ないで直接高速逆フーリエ変換部で処理された状態の一例の信号波形を説明するための図である。

【図 2 3】

図 2 1 に示す信号が差分関数部を経た後に高速逆フーリエ変換部で処理された際の一例の信号波形を説明するための図である。

【図 2 4】

1 6 に示すコピー部の更に他の例の出力信号を説明するための波形図である。

【図 2 5】

図 2 4 に示す信号が図 1 6 に示す差分関数部を経ないで直接高速逆フーリエ変換部で処理された状態の一例の信号波形を説明するための図である。

【図 2 6】

図 2 4 に示す信号が差分関数部を経た後に高速逆フーリエ変換部で処理された際の一例の信号波形を説明するための図である。

【図 2 7】

図 1 6 に示す差分関数部の変形例における周波数特性を示す図である。

【図 2 8】

図 2 7 に対応する周波数特性図であり、その一例の数式的特徴を説明するための図である。

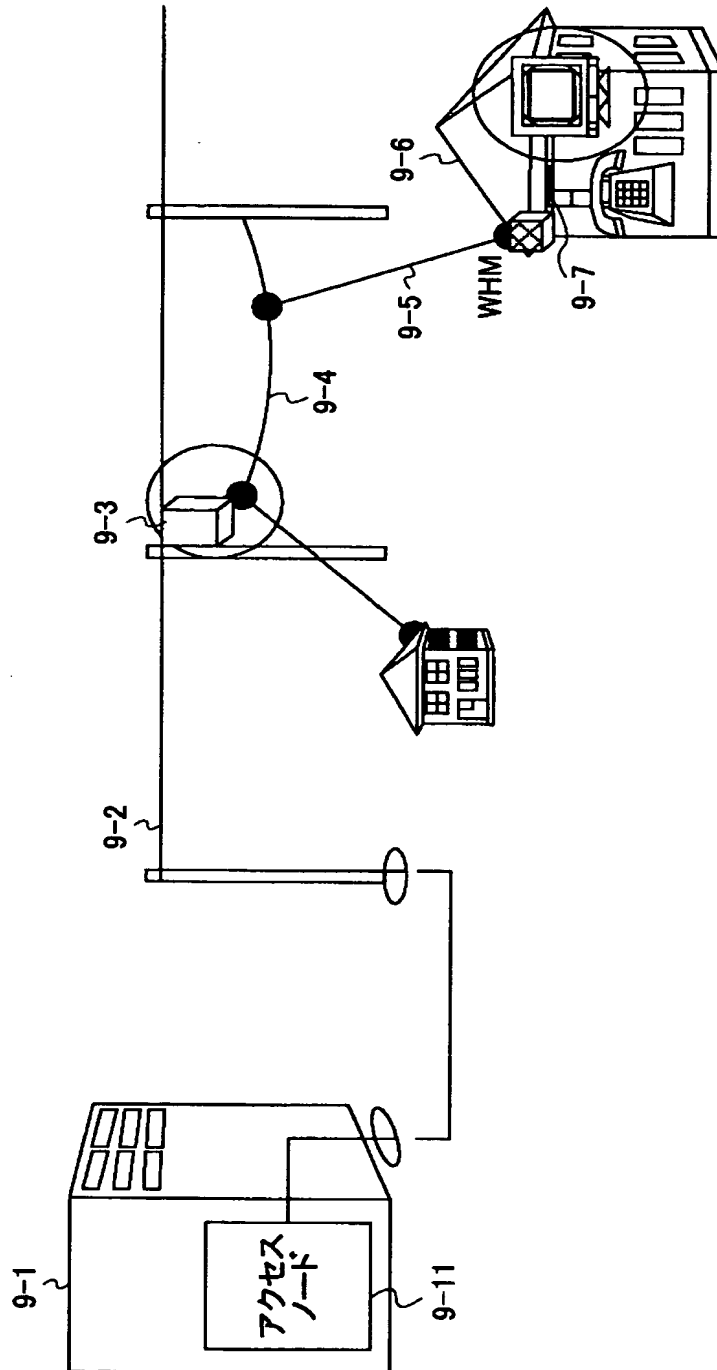
【符号の説明】

- 4 - 1      信号点発生部
- 6 - 1      差分関数部
- 8 - 1      コピー部

【書類名】 図面

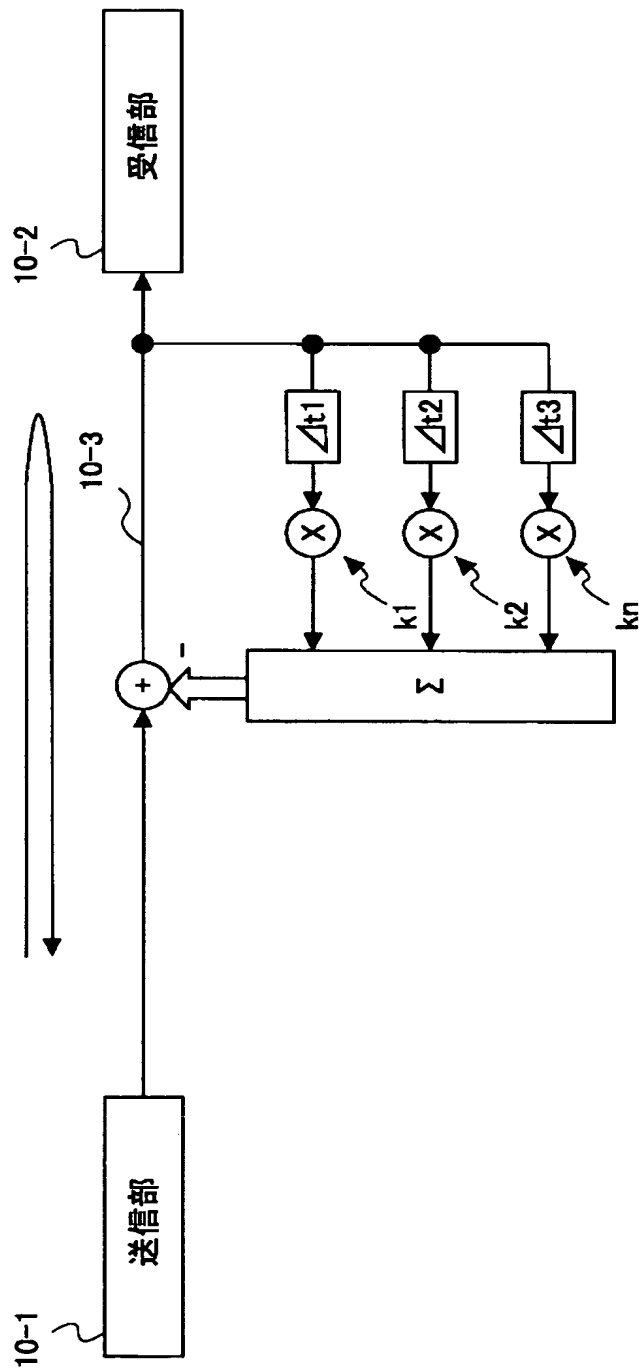
【図 1】

本発明を適用可能な電力線搬送通信システムの構成例を説明するための図



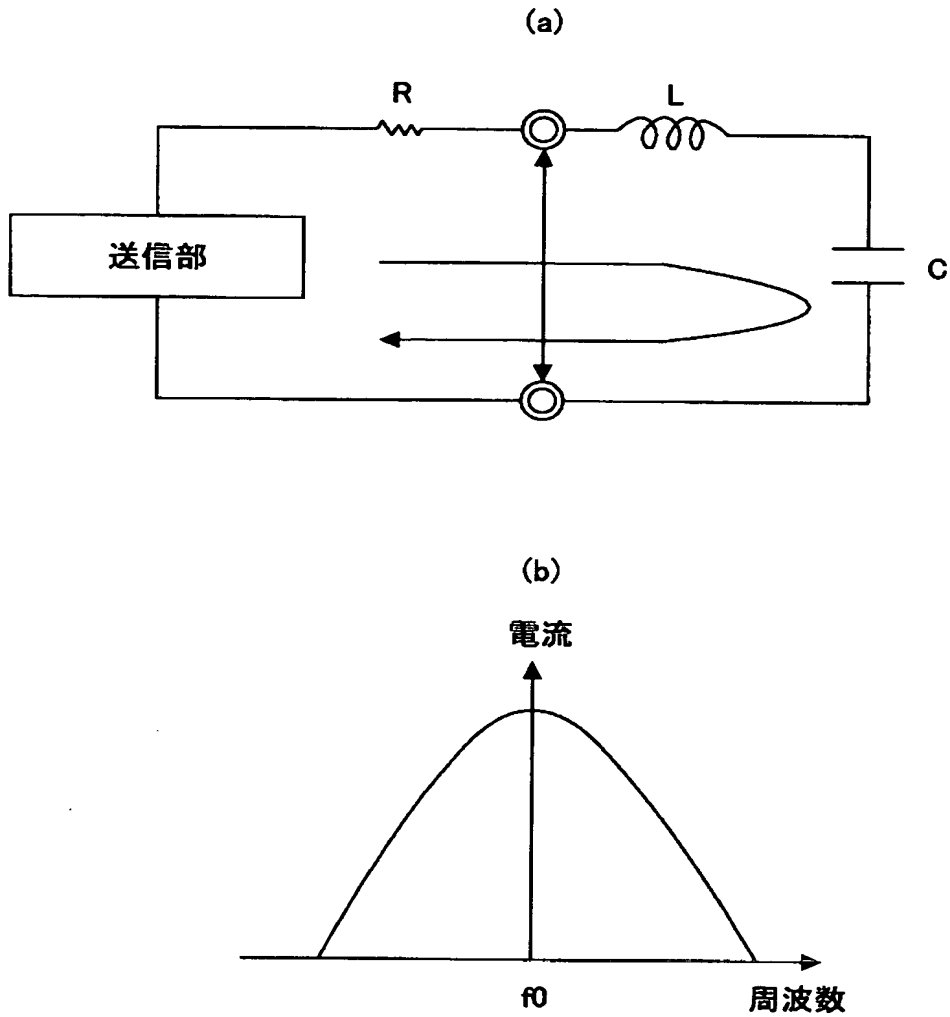
【図 2】

図 1 に示される如くのシステムにおいて発生する恐れのある、マルチパスによる反射波の発生原理を説明するための図



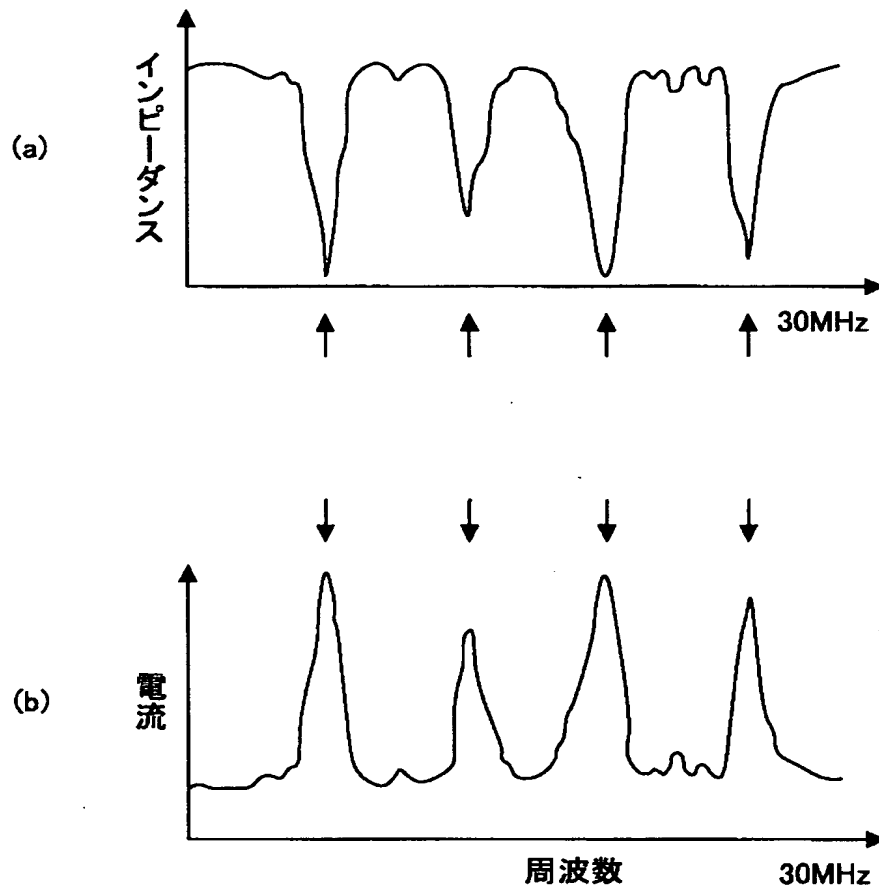
【図 3】

図 1 のシステムにおける、柱上変圧器内に  
設置されたモデムから伝送線路としての  
電力線を見た際の等価回路を説明するための図



【図 4】

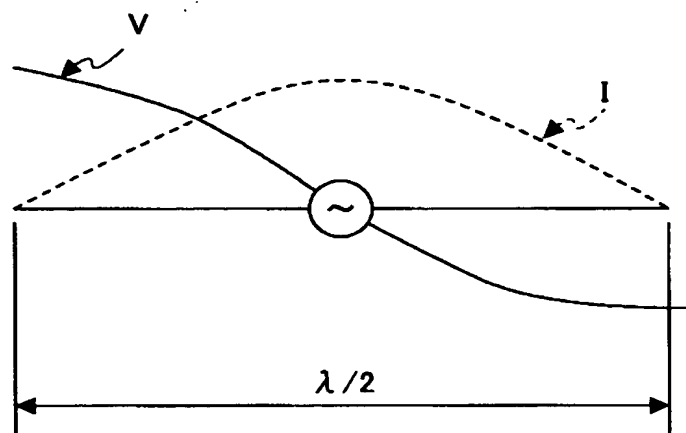
図 2 に示す反射波の影響等によって特定の周波数における共振点の発生について説明するための図





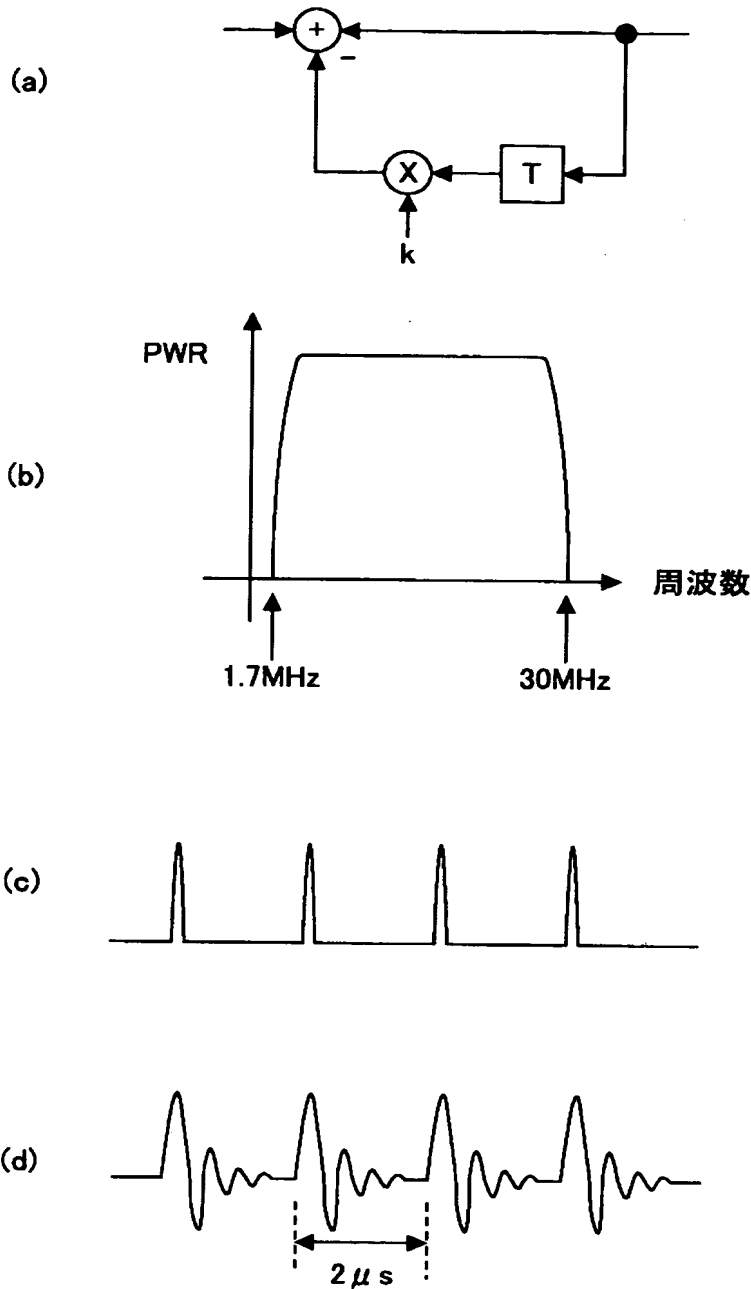
【図 5】

図 4 に示す共振点の発生の原因となる、電力線上に生じ得る  
最大電流／最大電圧の節について説明するための図



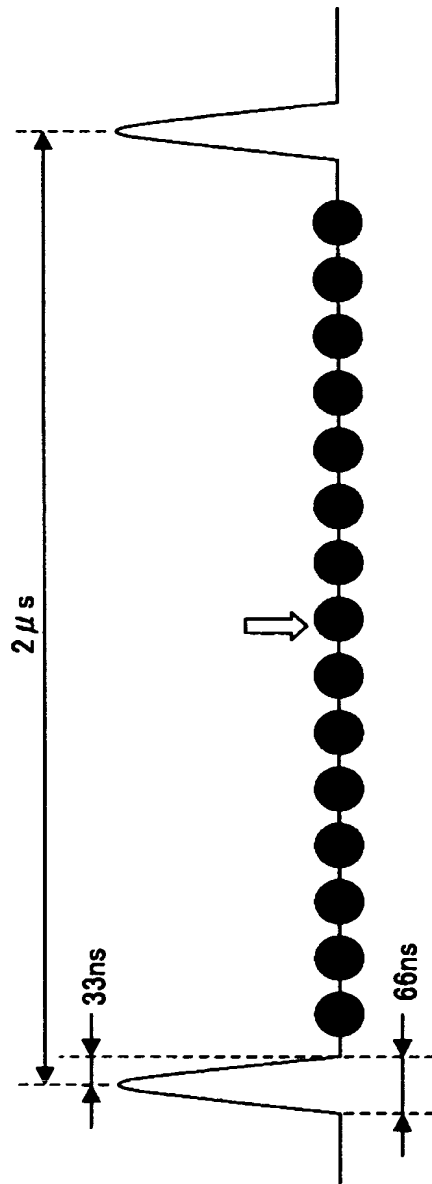
【図 6】

本発明の実施例による構成及び  
作用効果について説明するための図



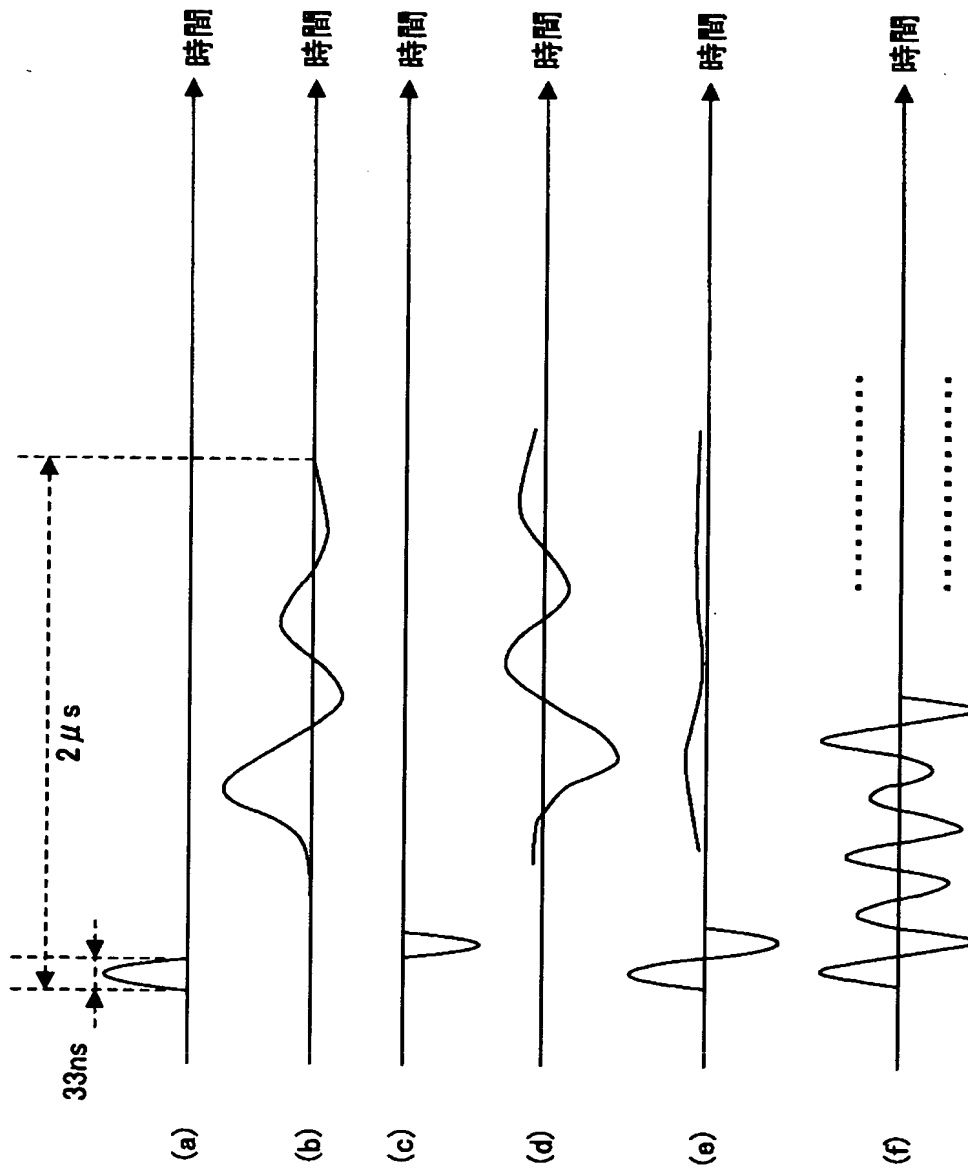
【図 7】

本発明の実施例によるゼロ点挿入処理  
について説明するための図



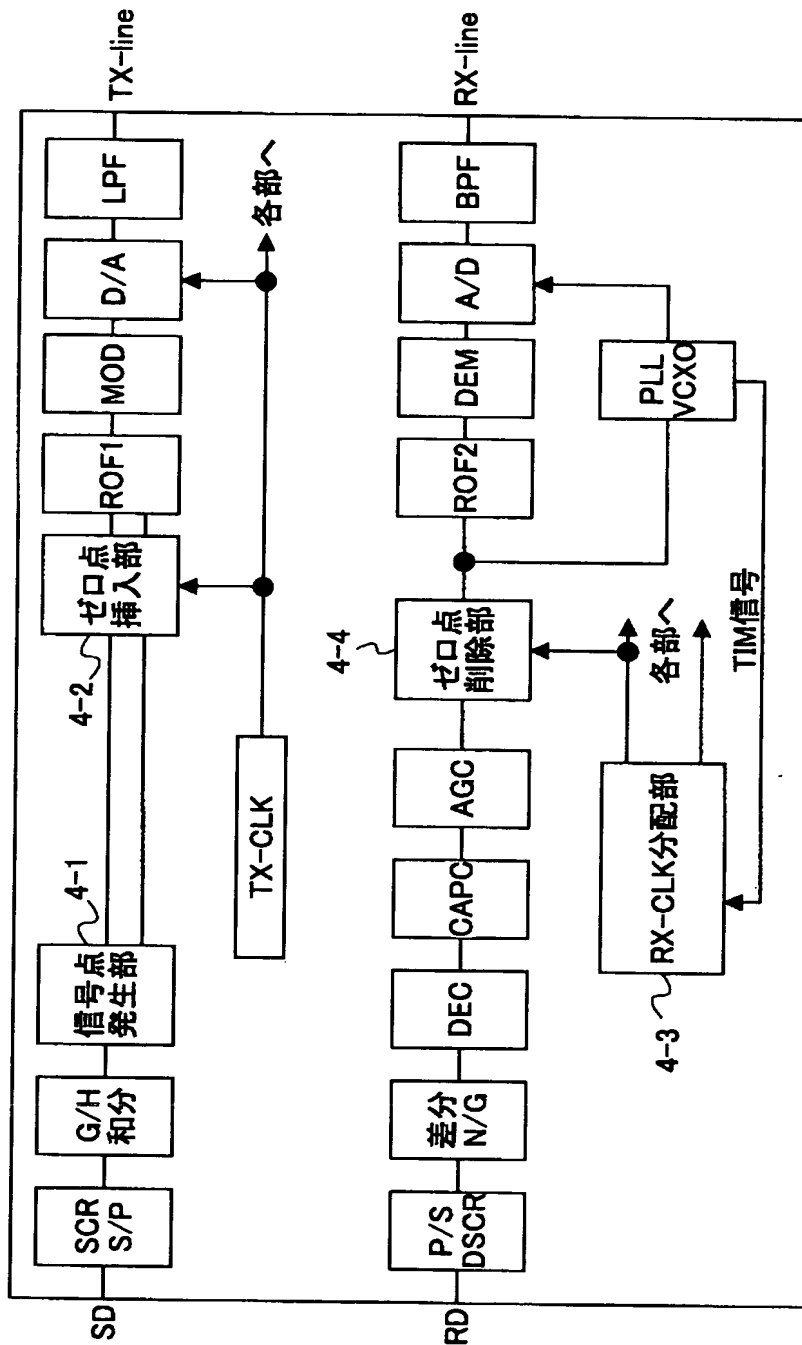
【図 8】

本発明の実施例による反転信号挿入による  
効果を説明するための図



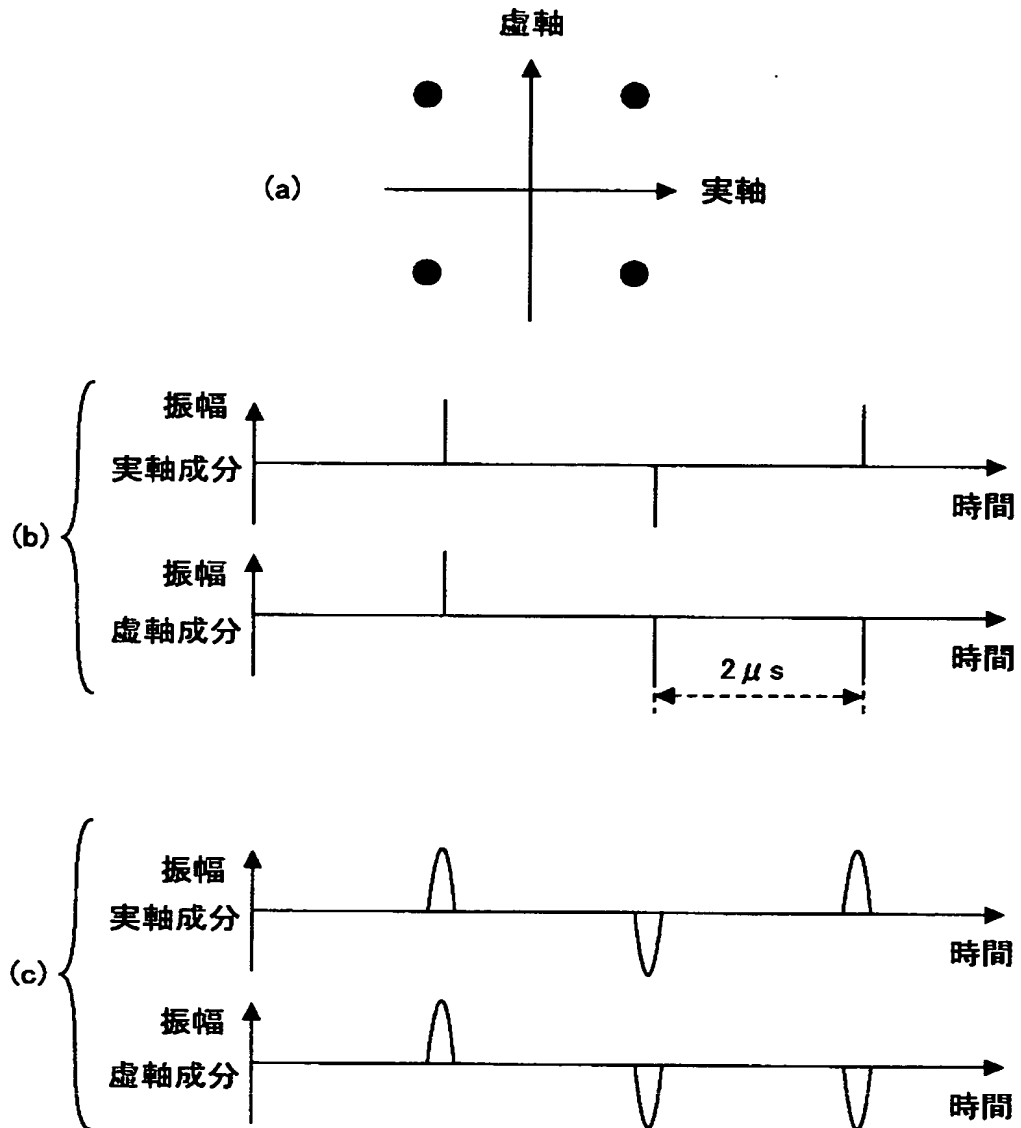
【図 9】

先願に開示されたモデムの構成例（その 1）を示す図



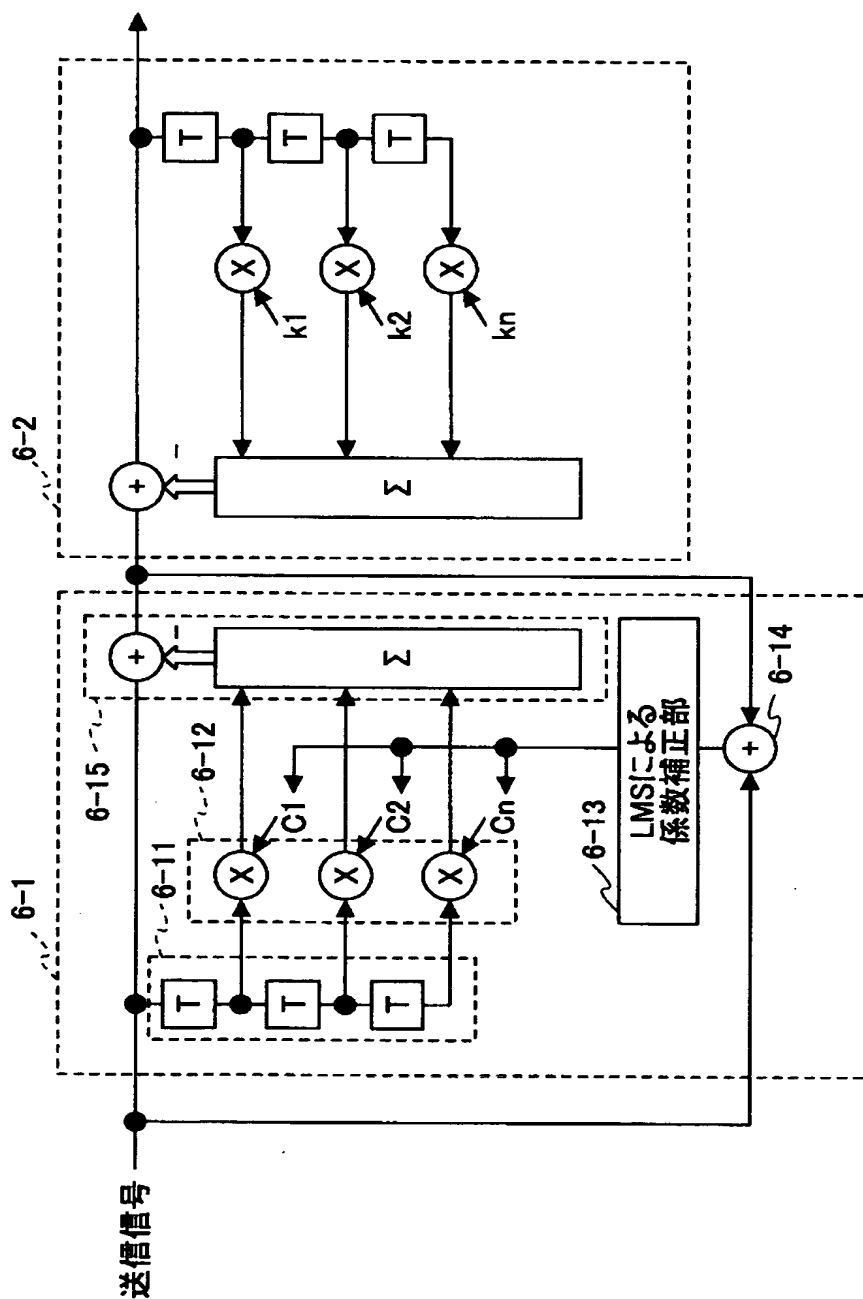
【図 1 0】

図 9 に示す構成における信号波形について説明するための図



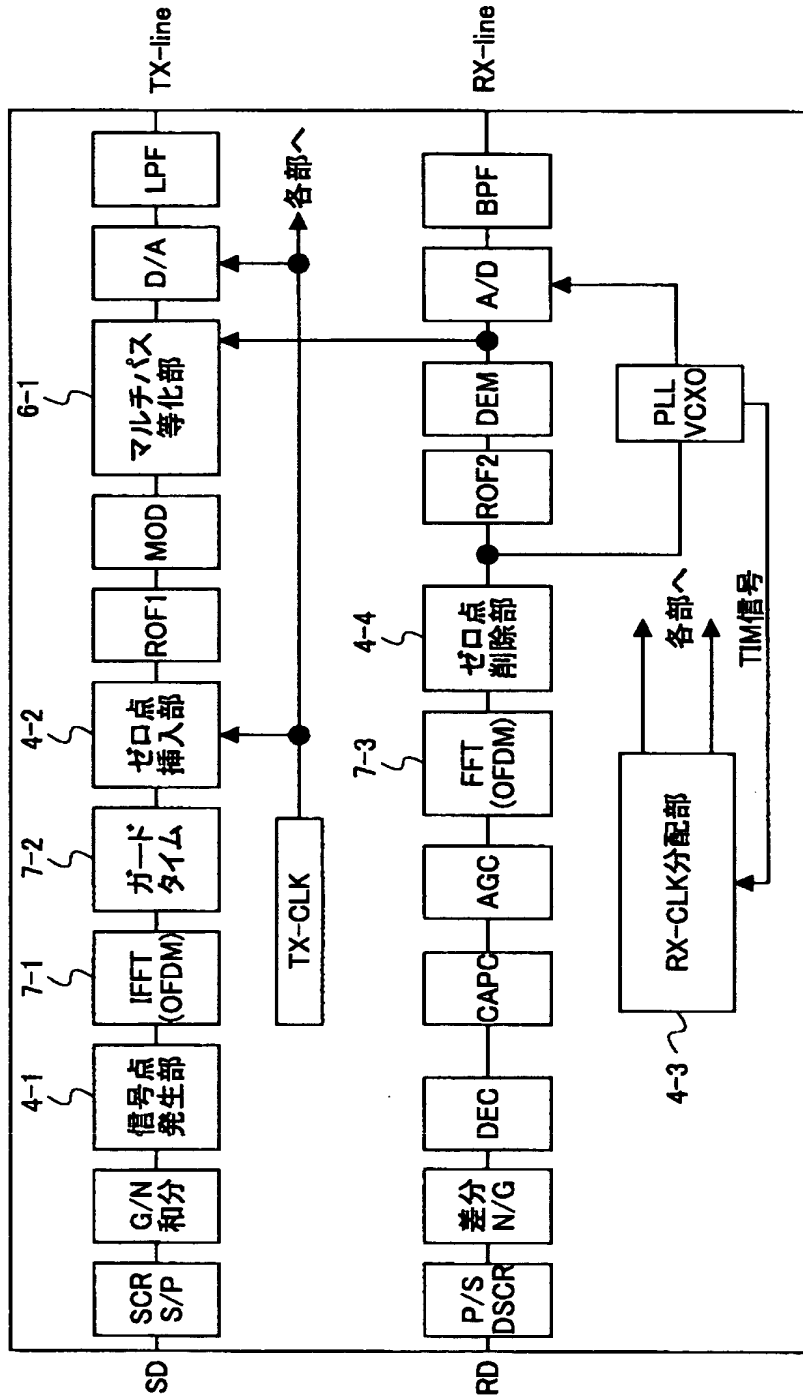
【図 1 1】

本発明の実施例によるマルチパス等化部  
(差分関数部)の構成例を示す図



【図 1 2】

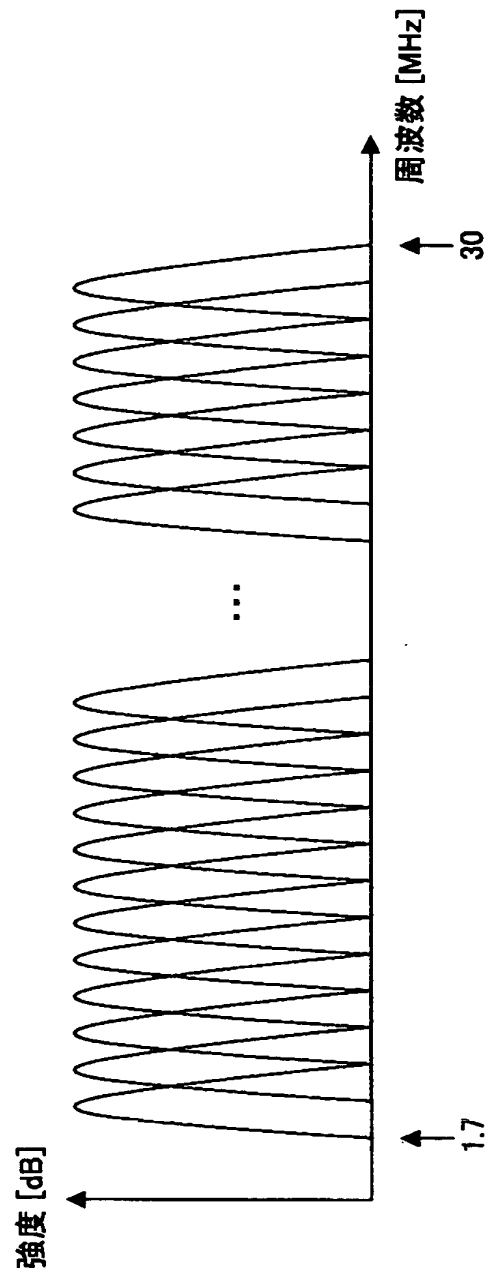
先願に開示されたモデムの構成例（その 2）を示す図





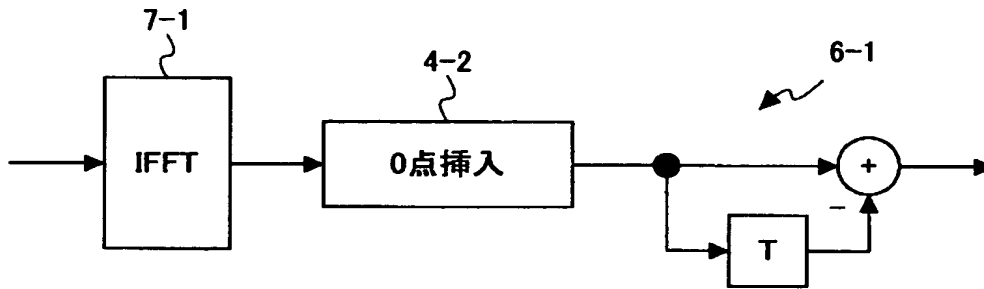
【図 1 3】

直交周波数分割多重方式を説明するための図



【図 1 4】

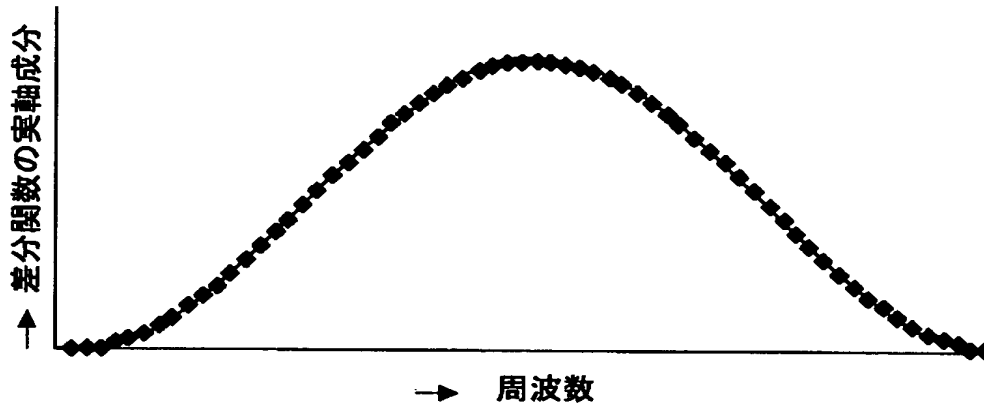
図 1 2 に示す構成における課題を説明するための図



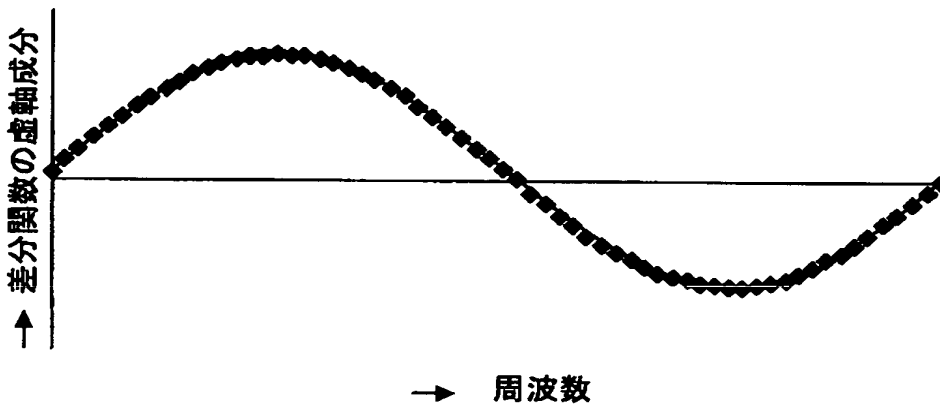
【図 1 5】

本発明の実施例における差分関数部の  
一例の周波数特性を示す図

(a)

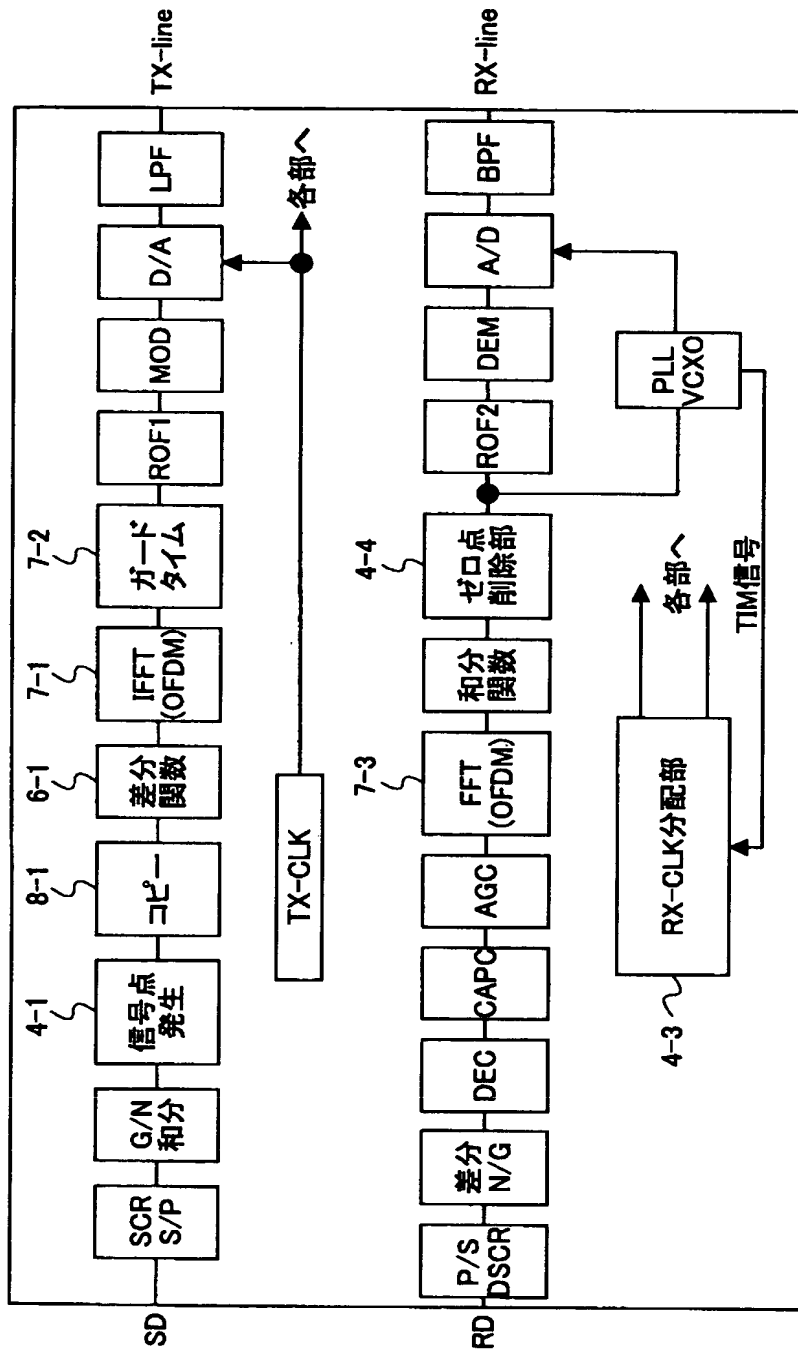


(b)



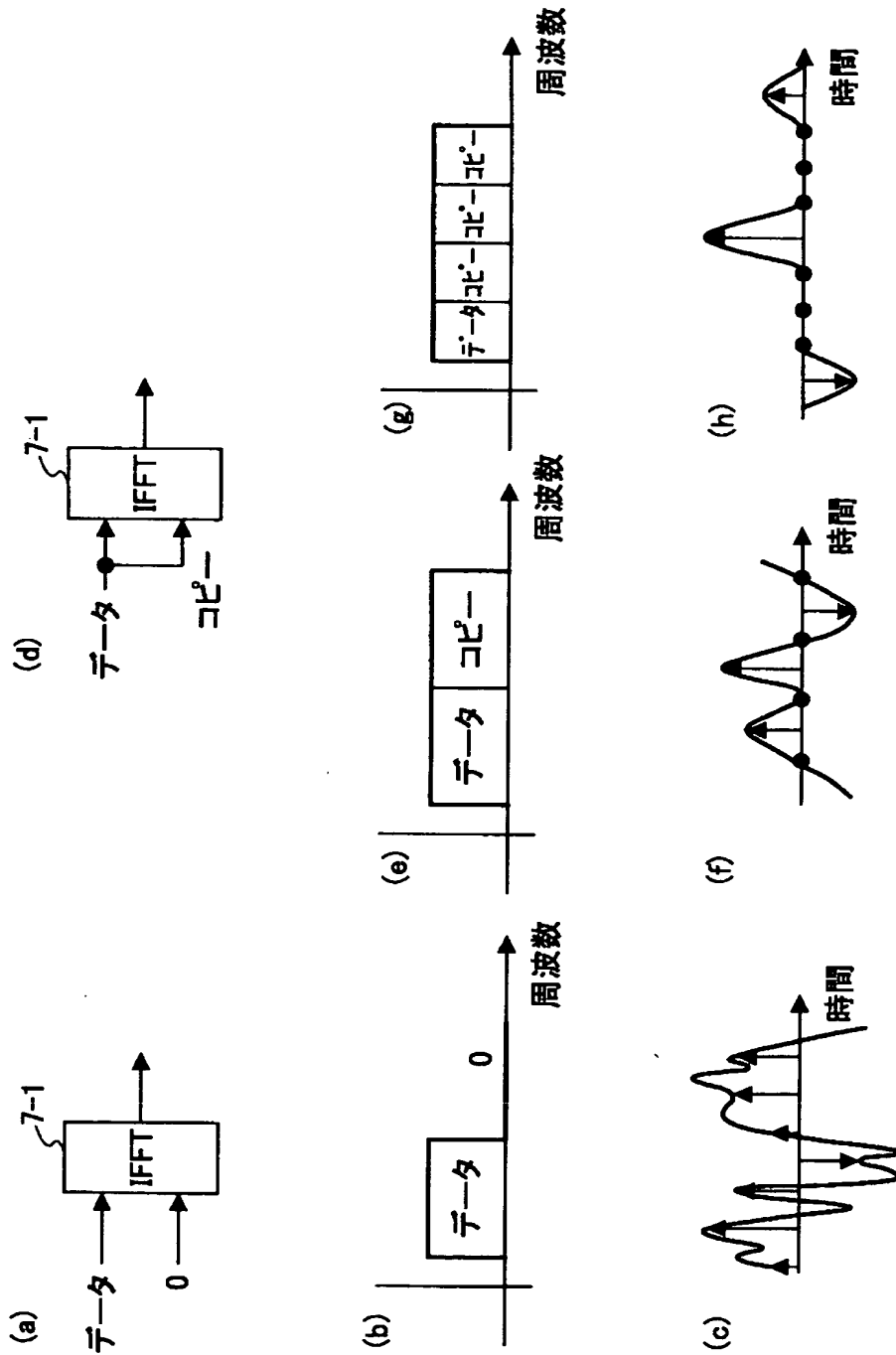
【図 1 6】

本発明の実施例によるデータ伝送装置である  
モデムの概略構成を説明するための図



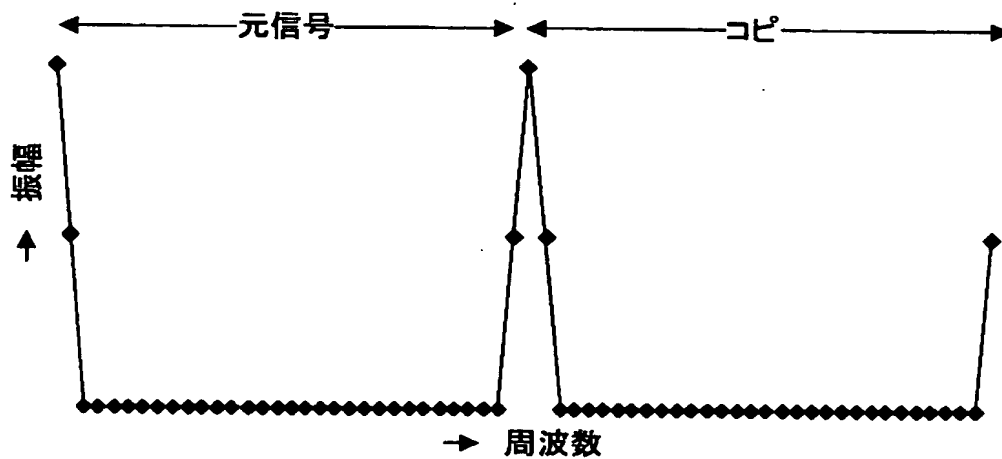
【図 1 7】

本発明の実施例のコピー部のコピー処理による  
ゼロ点挿入効果を説明するための図



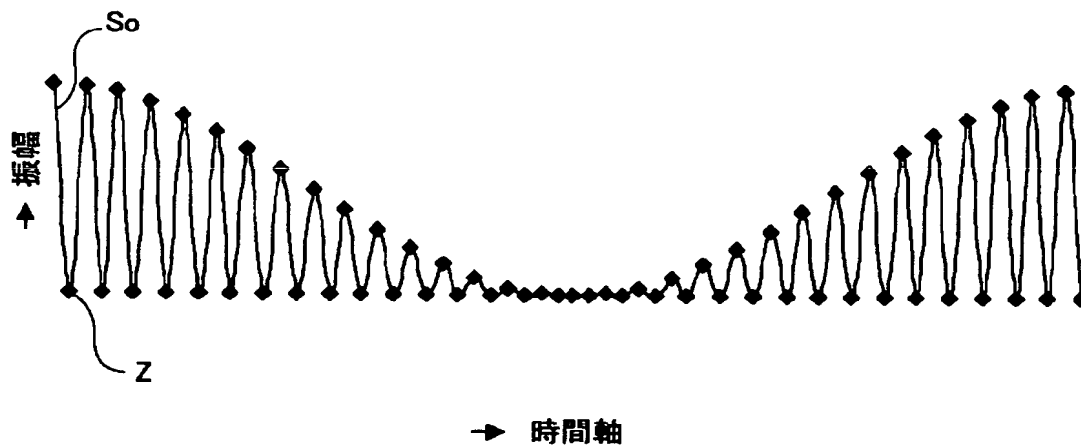
【図 1 8】

図 1 6 に示すコピー部の一例の  
出力信号を説明するための波形図



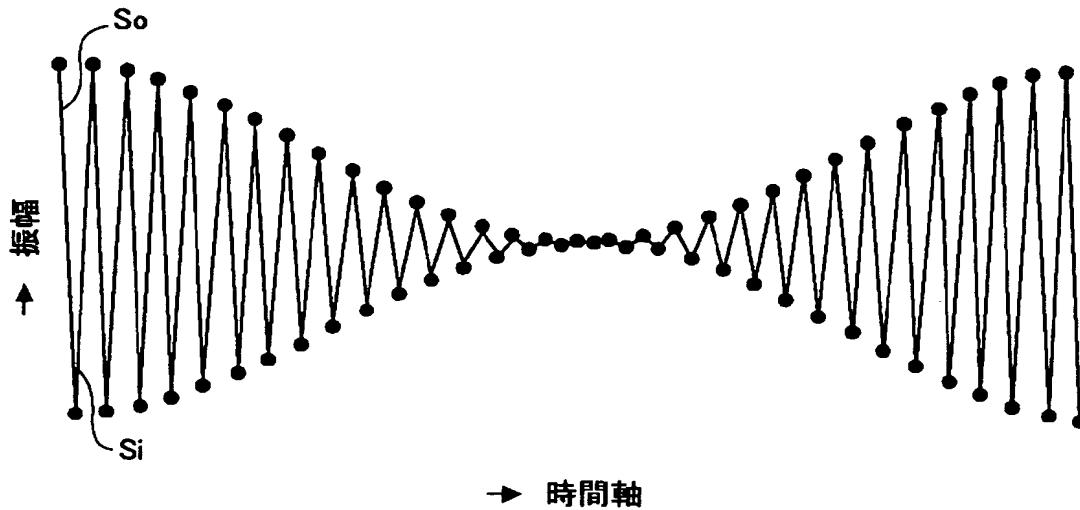
【図 1 9】

図 1 8 に示す信号が図 1 6 に示す差分関数部を経ないで  
直接高速逆フーリエ変換部で処理された状態の一例の  
信号波形を説明するための図



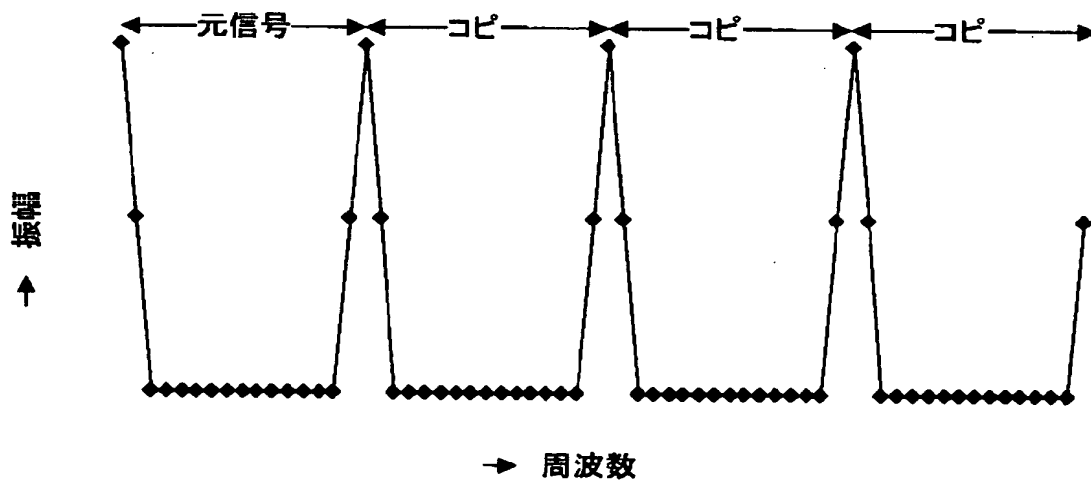
【図 2 0】

図 1 8 示す信号が差分関数部を経た後に高速逆フーリエ変換部で処理された際の一例の信号波形を説明するための図



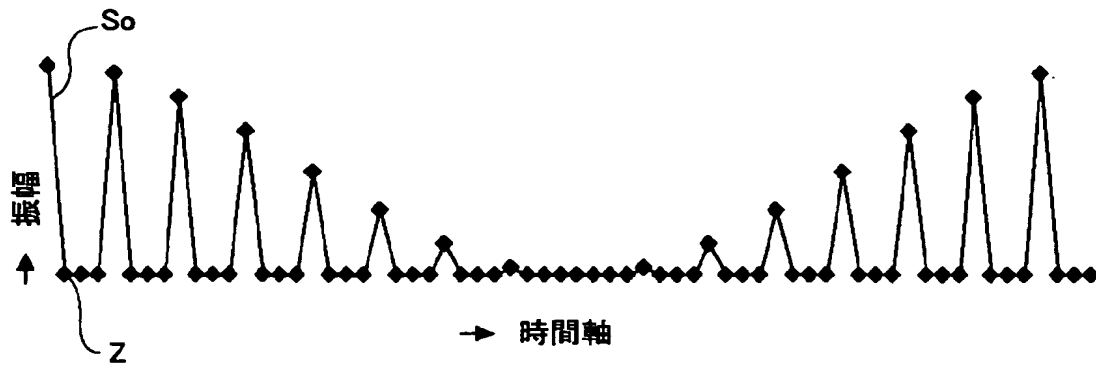
【図 2 1】

図 1 6 に示すコピー部の他の例の出力信号を説明するための波形図



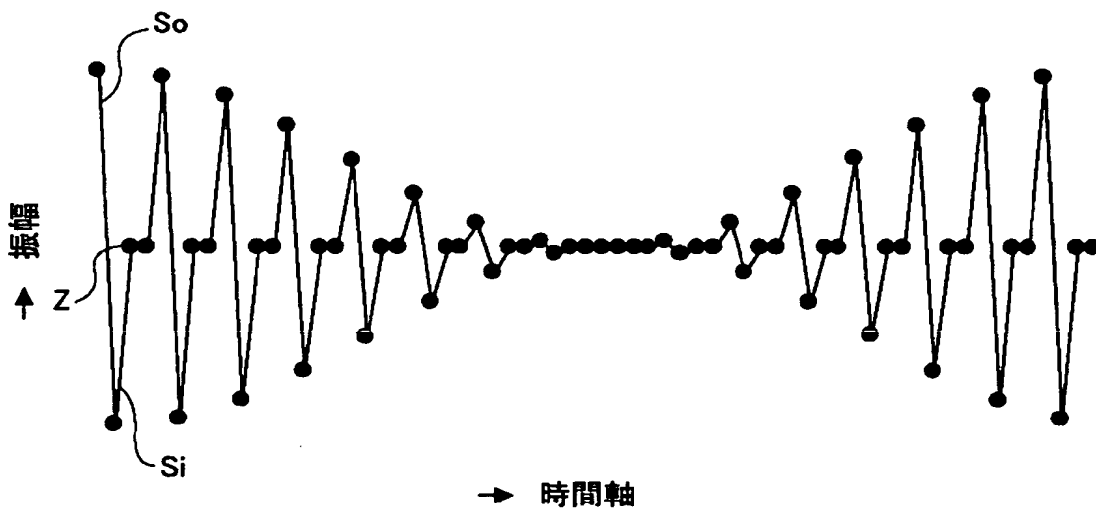
【図 2 2】

図 2 1 に示す信号が図 1 6 に示す差分関数部を経ないで  
直接高速逆フーリエ変換部で処理された状態の  
一例の信号波形を説明するための図



【図 2 3】

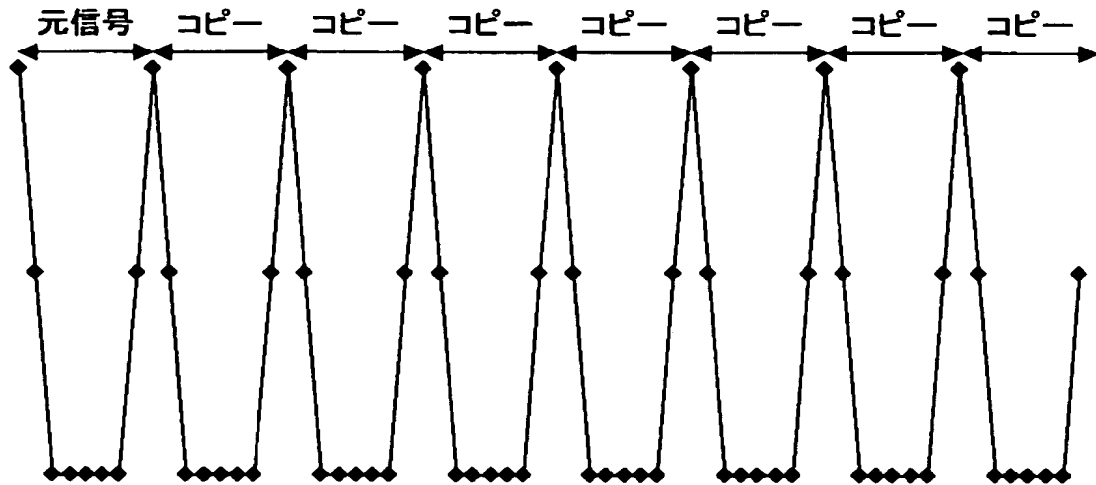
図 2 1 に示す信号が差分関数部を経た後に  
高速逆フーリエ変換部で処理された際の  
一例の信号波形を説明するための図





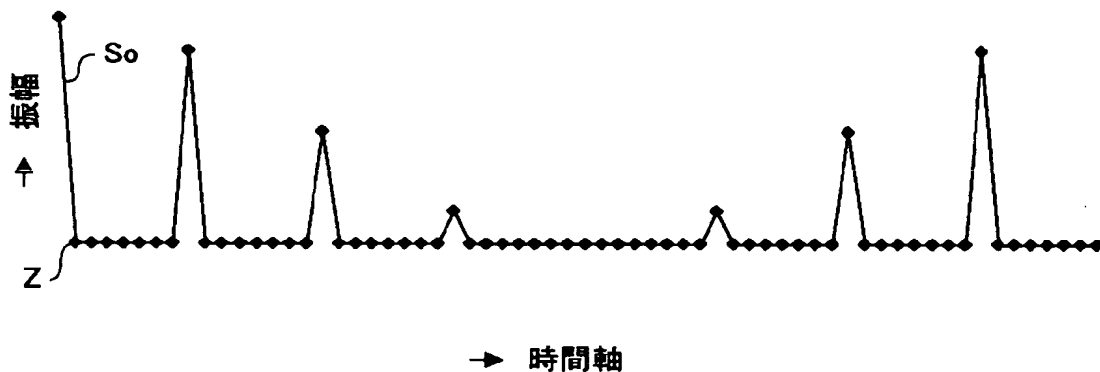
【図 2 4】

図 1 6 に示すコピー部の更に他の例の  
出力信号を説明するための波形図



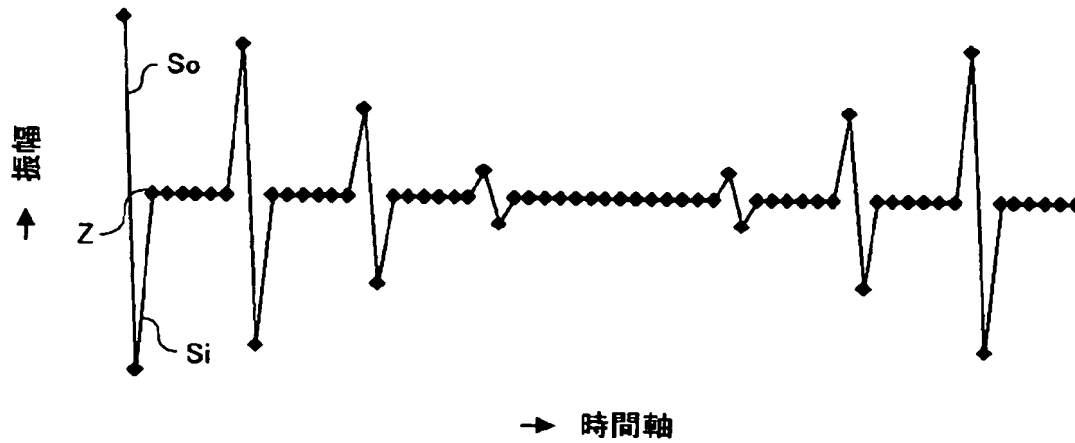
【図 2 5】

図 2 4 に示す信号が図 1 6 に示す差分関数部を経ないで  
直接高速逆フーリエ変換部で処理された状態の  
一例の信号波形を説明するための図



【図 2 6】

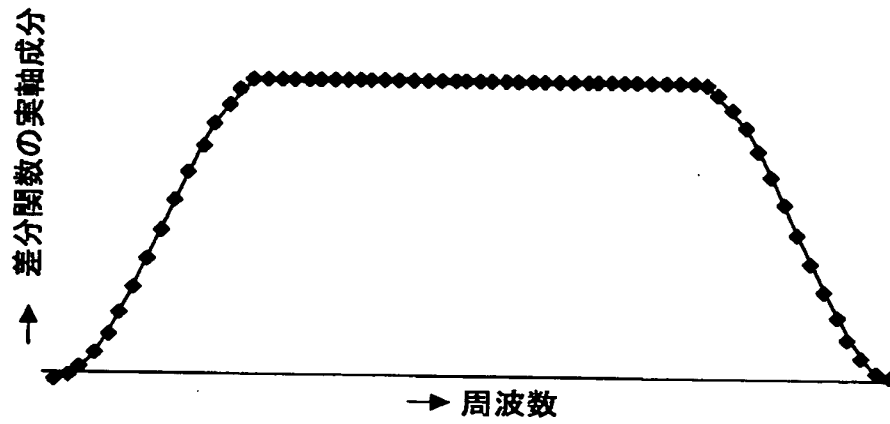
図 2 4 に示す信号が差分関数部を経た後に  
高速逆フーリエ変換部で処理された際の  
一例の信号波形を説明するための図



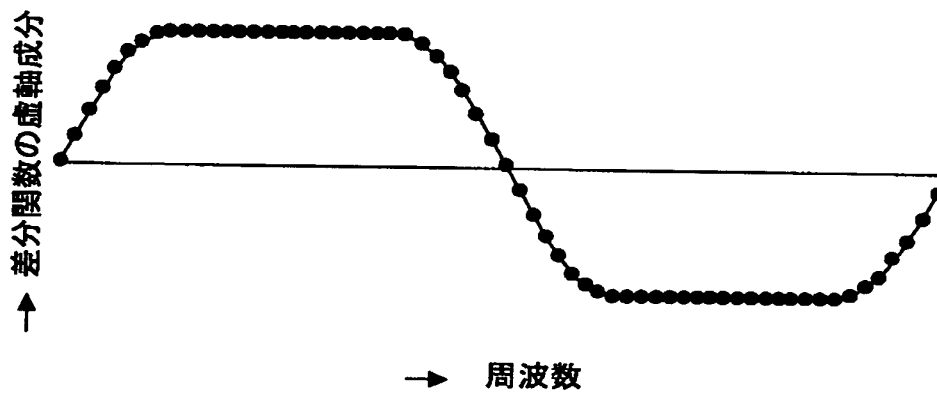
【図 2 7】

図 1 6 に示す差分関数部の変形例における  
周波数特性を示す図

(a)

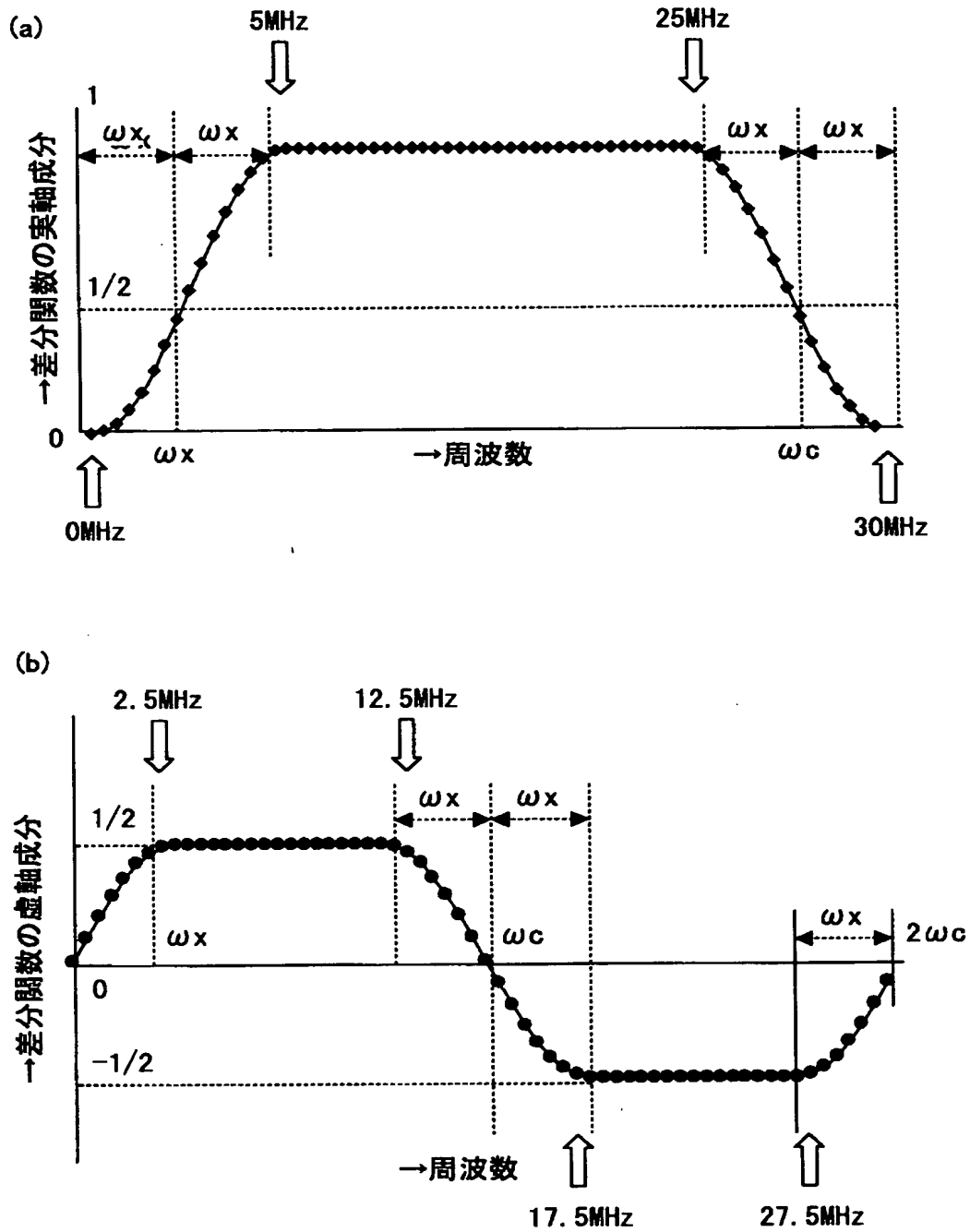


(b)



【図 2 8】

図 2 7 に対応する周波数特性図であり、  
その一例の数式的特徴を説明するための図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 漏洩磁界発生を効果的に低減可能な電力線搬送通信システムを提供することを目的とする。

【解決手段】 時間軸において信号間にゼロ信号及び反転信号のうちのいずれかを挿入するように、伝送データを周波数軸でコピーし、且つ差分関数をベクトル乗算する構成である。

【選択図】 図 1 6

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005223]

1. 変更年月日 1996年 3月26日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名 富士通株式会社